UNIVERSITÄT PADERBORN
Die Universität der Informationsgesellschaft
Institut für Elektrotechnik und Informationstechnik

Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik
Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker

Masterarbeit

AUSLEGUNG EINES LLC-RESONANZWANDLERS HOHER LEISTUNG FÜR EINEN WEITEN AUSGANGSSPANNUNGBEREICH

Vorgelegt bei:

Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker

Zweitgutachter:

Prof. Dr.-Ing. J. Christoph Scheytt

Betreut durch:

Lukas Keuck

Vorgelegt von:

ROLAND UNRUH
Brüderstraße. 23
33098 Paderborn
Matr.-Nr.: 6686746

Katalog-Nr. MA 78

Januar 2018

Roland Unruh: *Auslegung eines LLC-Resonanzwandlers hoher Leistung für einen weiten Ausgangsspannungbereich,* © Januar 2018

BETREUER:
Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker
Lukas Keuck

Paderborn, Januar 2018

VORWORT

Diese Masterarbeit entstand im Anschluss meine WHB-Tätigkeit im Fachgebiet LEA, in der ich bereits wertvolle Erfahrungen in der Modellierung und Aufbau des Transformators im LLC-Resonanzwandlers gewinnen konnte. Durch die positiven Ergebnisse bestärkt wollte ich meine Kenntnisse auf diesem Gebiet weiter vertiefen und entschied mich ebenfalls für die Masterarbeit bei LEA.

An dieser Stelle bedanke ich mich für die stets konstruktive Betreuung bei Prof. Dr.-Ing. Böcker und M.Sc. Lukas Keuck. Außerdem danke ich Herrn Sielemann und M.Sc. Benjamin Strothmann, die mir bei Fragen im praktischen Aufbau stets zur Seite standen.

Weiterhin möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Scheytt für die Übernahme der Zweitprüfung bedanken.

Auch bedanke ich mich bei allen Mitarbeitern von LEA für die freundliche und unterstützende Atmosspähere im Fachgebiet.
Außerdem danke ich meiner Familie und meinen Freunden, die mich immer unterstützt haben.

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich versichere, dass ich die vorliegende wissenschaftliche Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel verwendet habe. Die Stellen der Arbeit, die anderen Werken dem Wortlaut oder dem Sinn nach entnommen sind, wurden unter Angabe der Quelle als Entlehnung deutlich gemacht. Das Gleiche gilt auch für beigegebene Skizzen und Darstellungen. Diese Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form meines Wissens nach noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

Paderborn, Januar 2018

Roland Unruh

INHALTSVERZEICHNIS

1 EINLEITUNG 1
1.1 Ziel der Arbeit 1
1.2 Gliederung der Arbeit 2

2 LLC-KONVERTER 3
2.1 DCM-Auslegung des LLC-Resonanzwandlers 4

3 VERLUSTMECHANISMEN IM LLC-RESONANZWANDLER 7
3.1 Verlustmechanismen des Wechselrichter 7
3.1.1 Durchlassverluste 7
3.1.2 Schaltverluste 8
3.2 Verlustmechanismen des Gleichrichters 9
3.2.1 Schaltverluste des Gleichrichters 10
3.2.2 Temperaturabhängigkeit des Gleichrichters . . . 10
3.3 Verlustmechanismen des Kondensators 12
3.4 Verlustmechanismen in Transformatoren 13
3.4.1 2-D Model des Transformators 13
3.4.2 Kernverluste 14
3.4.3 DC-Verluste 16
3.4.4 Proximity-Verluste 17
3.4.5 Berechnung der Proximity-Verluste im Resonanzfall 18
3.4.6 Berechnung der Proximity-Verluste für Oberschwingungen 20

4 AUSLEGUNG DES LLC-RESONANZWANDLERS 22
4.1 Wahl von λ 24
4.2 Wahl von Z 24
4.3 Wahl von f_0 24
4.4 Wahl von n 25
4.5 Wahl der Litzen 27
4.6 Anzahl der parallelen Litzen 27
4.7 Verseilung der Litzen 31
4.8 Aufteilung der Verluste 32
4.8.1 Zeitbereichsanalyse für ausgewählte Arbeitspunkte 33
4.8.2 Aufteilung der Verluste im Transformator . . . 36

5 PRAKTISCHER AUFBAU 38
5.1 Aufbau des Resonanzkreiskondensators 38
5.2 Aufbau des Gleichrichters 38
5.3 Aufbau des Transformators 39
5.4 Messung der Bauteilparameter 39

5.5 Realisierung der Verseilung der Litzen 41

6 IMPLEMENTIERUNG 43
6.1 ANSYS Maxwell 43
6.1.1 Transformator.aedt 43
6.1.2 TransformatorPrimResonanz.aedt 43
6.1.3 TransformatorSekResonanz.aedt 44
6.2 MATLAB 44
6.2.1 LLCSteadyState.m 44
6.2.2 OptimzeLLC.m und Evaluation.m 44

7 MESSUNGEN 46
7.1 Vermessene Arbeitspunkte 46
7.2 Leistungsmessung und Wirkungsgrad 46

8 ERGEBNISSE 48
8.1 Wirkungsgrad des LLC-Konverters 48
8.2 Vergleich von ausgewählten Arbeitspunkten mit der Zeitbereichsanalyse 49
8.3 Verluste im CCM-Betrieb 51

9 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK 52
9.1 Zusammenfassung 52
9.2 Ausblick 53

A ANHANG 54

B DOKUMENTATION AUF CD 57

LITERATURVERZEICHNIS 58

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

Abbildung 1 Zweistufige Ladegleichrichtertopologie [5] . . 1
Abbildung 2 Schaltung des verwendeten LLC-Resonanzkonverters [5] 3
Abbildung 3 ZBA für $U_2 = 250\text{V}$ 5
Abbildung 4 ZBA für $U_2 = 450\text{V}$ 6
Abbildung 5 Die Schaltverluste eines MOSFETs [10] werden durch eine Parabel angenähert. 9
Abbildung 6 Berechnung der Verluste der Gleichrichterdioden. 11
Abbildung 7 Berechnung der Temperatur der Gleichrichterdioden. 12
Abbildung 8 Querschnitt des Transformators 14
Abbildung 9 Verlauf des B-Feldes im Transformator für eine Ausgangsspannung von $U_2 = 450\,\text{V}$ 16
Abbildung 10 Verlauf des H-Feldes im Transformator 17
Abbildung 11 Stromdichte in den ausgewählten Prüfadern. . 20
Abbildung 12 Amplituden der Grund- und Oberschwingungen der Sekundärstroms I_G. 21
Abbildung 13 Effektivwert des Primärstroms $I_{\text{Ls,RMS}}$ in Abhängigkeit von Z und λ. 23
Abbildung 14 Gesamtverluste $\overline{P_{Ges}}$ in Abhängigkeit von Z und λ. 23
Abbildung 15 Transformatorverluste $\overline{P_{Tr}}$ in Abhängigkeit von Z und λ. 24
Abbildung 16 Kondensatorspitzenspannung $\hat{u}_{Cs}$ in Abhängigkeit von Z und λ. 25
Abbildung 17 Effektivwert des Primärstroms $I_{\text{Ls,RMS}}$ in Abhängigkeit von n. 26
Abbildung 18 Wechselrichterverluste P_{Wechsel} in Abhängigkeit von n und U_2. 27
Abbildung 19 DC-Verluste der Primärseite in Abhängigkeit der parallel geschalteten Litzen. 29
Abbildung 20 Proximity-Verluste der Primärseite in Abhängigkeit der parallel geschalteten Litzen. 29
Abbildung 21 Kupferverluste der Primärseite in Abhängigkeit der parallel geschalteten Litzen. 30
Abbildung 22 Verlauf des H-Feldes von 6 parallel geschalteten Litzen [8]. 32
Abbildung 23 Verlauf der Stromdichte der betrachteten Litze für einfaches Parallelschalten und ideales Verseilen [8]. 32

Abbildung 24 Aufteilung der Verluste in Abhängigkeit von U_2. Die berechneten Verluste befinden sich im Anhang A in der Tabelle 3. 33
Abbildung 25 ZBA für $U_2 = 250\,\mathrm{V}$. 34
Abbildung 26 ZBA für $U_2 = 450\,\mathrm{V}$. 35
Abbildung 27 ZBA für $U_2 = 315\,\mathrm{V}$. 36
Abbildung 28 Aufteilung der mittleren Verluste innerhalb des Transformators. 37
Abbildung 29 Aufteilung der Verluste für $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ und $U_2 = 450\,\mathrm{V}$. 37
Abbildung 30 Aufgebauter Resonanzkreiskondensator 38
Abbildung 31 Aufgebauter Gleichrichter 39
Abbildung 32 Messung der Induktivität. 41
Abbildung 33 Verwendete Maschine zur Verseilung. 42
Abbildung 34 Verseilung der Paare 42
Abbildung 35 Ergebnis für die Primär und Sekundärwicklung. 42
Abbildung 36 Spannungen und Ströme des LLC-Konverters [1] 47
Abbildung 37 Gemessene Gesamtverluste and berechnete Aufteilung der Verluste. 49
Abbildung 38 Zeitlicher Verlauf der Wechselgrößen für $U_2 = 305\,\mathrm{V}$ 50
Abbildung 39 Zeitlicher Verlauf der Wechselgrößen für $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ 50
Abbildung 40 Zeitlicher Verlauf der Wechselgrößen für $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ 50
Abbildung 41 Zeitlicher Verlauf des Diodenstroms für $U_2 \approx 300\,\mathrm{V}$ 51
Abbildung 42 Zeitlicher Verlauf des Diodenstroms für $U_2 \approx 312{,}5\,\mathrm{V}$ 51

TABELLENVERZEICHNIS

Tabelle 1 Berechnete und gemessene des Bauteilparameter 40
Tabelle 2 Berechnete und gemessene des Bauteilparameter 40
Tabelle 3 Berechnete Verluste der einzelnen Bauelemente und Schaltfrequenzen nach Anwendung der ZBA und des entwickelten Verlustmodels. 54
Tabelle 4 Messwerte mit dem aufgebauten Demonstrator. 55
Tabelle 5 Resultierende Leistungen und Wirkungsgrade mit dem aufgebauten Demonstrator. 56

ABKÜRZUNGSVERZEICHNISS

CCM **C**ontinuous **C**onduction **M**ode

DCM **D**iscontinuous **C**onduction **M**ode

PFC **P**ower-**F**actor-**C**orrection

ZBA Zeitbereichs Analyse

ZCS Nullstromschalten (engl. **Z**ero **C**urrent **S**witching)

MOSFET **M**etal **O**xid **S**emiconductor **F**ield **E**ffect **T**ransistor

SiC Siliciumcarbid

1 EINLEITUNG

Im noch jungen Bereich der Elektromobilität haben sich noch keine Standardtopologien für Ladegeräte etabliert, deren Ausgangsspannungsbereich typischer Traktionsbatterien zwischen 250 V und 450 V liegt. Ein häufig verwendeter Aufbau wird in Abbildung 1 dargestellt. Dabei bildet die erste Stufe der PFC-Gleichrichter mit einem Elektrolytkondensator, sodass die Eingangsspannung des galvanisch getrennten LLC-Resonanzwandlers näherungsweise konstant ist. Die Eingangsleistung ist üblicherweise über den gesamten Ladevorgang der Batterie konstant.

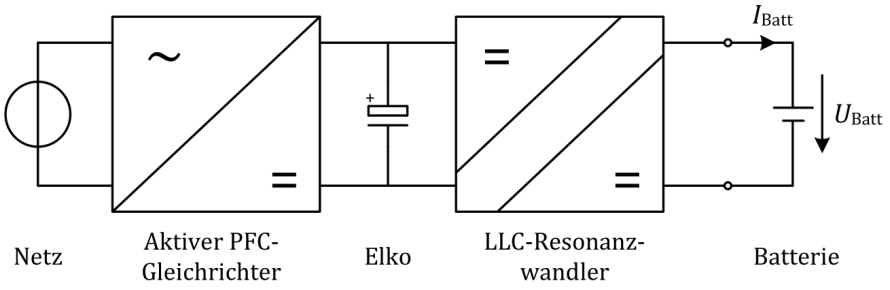


Abbildung 1: Zweistufige Ladegleichrichtertopologie [5]

1.1 ZIEL DER ARBEIT

In einer häufig verwendeten Auslegung des LLC-Resonanzwandlers werden die Parameter so gewählt, sodass alle Arbeitspunkten im DCM-Modus betrieben werden, sodass die Gleichrichterdioden keine Rückstromspitzen und somit zusätzliche Verluste aufweisen. Die Eingangsspannung beträgt 563,38 V, da dies die Ausgangsspannung des PFC-Gleichrichter darstellt und die Eingangsleistung beträgt 11 kW.
In dieser Arbeit soll untersucht werden, ob der LLC-Resonanzwandler für kleine Ausgangsspannungen im CCM-Modus betrieben werden kann, sodass der mittlere Wirkungsgrad über den gesamten Ladevorgang maximiert wird. Aus diesem Grund wird für jedes Bauelement des LLC-Resonanzwandlers ein Verlustmodell entwickelt, um unter Anwendung einer Zeitbereichsanalyse(ZBA) die optimalen Parameter zu ermittlen.
Zusätzlich werden die Vorteile der berechneten Auslegung einer reinen DCM-Auslegung gegenübergestellt. Anschließend wird ein Demonstrator mit den als optimal berechneten Parametern aufgebaut und die berechneten Verluste mit den Gemessenen verglichen.

1.2 GLIEDERUNG DER ARBEIT

In Kapitel 2 wird die Schaltung und die Bauelemente des LLC-Resonanzwandlers beschrieben. Die entwickelte Verlustmodel wird in Kapitel 3 beschrieben. Unter Anwendung dieses Verlustmodells ist es möglich die Verluste der einzelnen Bauelemente in Abhängigkeit der Parameter des LLC-Resonanzwandlers und der Batteriespannung zu bestimmen.
In Kapitel 4 werden die optimalen Parameter ermittelt, indem tausende mögliche Auslegungen automatisiert untersucht und die Auslegung mit dem maximalen Wirkungsgrad ausgewählt wird. Dabei wird der LLC-Resonanzwandler für kleine Batteriespannungen im CCM-Betrieb und für hohe Ausgangsspannungen im DCM-Betrieb betrieben.
Im nächsten Kapitel 5 wird der praktische Aufbaus des LLC-Resonanzwandlers beschrieben. Das entwickelte Verlustmodell ist in MATLAB implementiert und auf dies wird im Kapitel 6 eingegangen.
Der aufgebaute Demonstrator wird nun in Betrieb genommen und der Messaufbau zur Ermittlung des Wirkungsgrads wird in Kapitel 7 beschrieben.
Abschließend werden die Ergebnisse in Kapitel 8 dargestellt und die gemessenen Verluste werden mit den in Kapitel 4 Berechneten verglichen.

2 LLC-KONVERTER

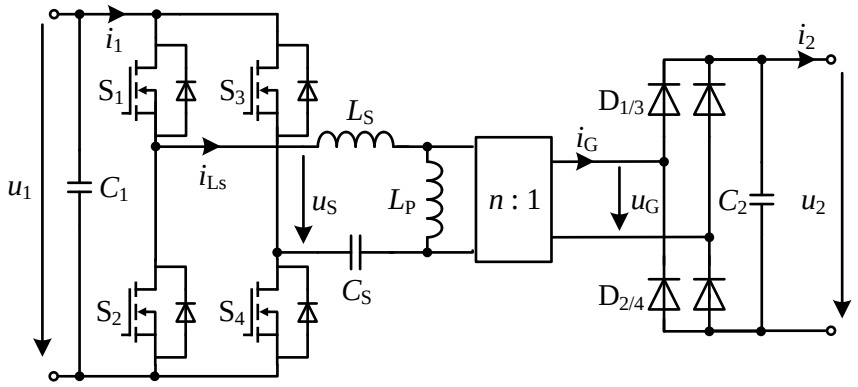


Abbildung 2: Schaltung des verwendeten LLC-Resonanzkonverters [5]

Die Abbildung 2 stellt die Schaltung des LLC-Resonanzkonverters dar. Der LLC-Resonanzkonverters besteht aus einem Wechselrichter, Resonanzkreis und Gleichrichter.

- **Wechselrichter**
  Der Wechselrichter ist als Vollbrücke durch die SiC-MOSFETs S_1 bis S_4 realisiert. Um die Verlustleistung und die thermische Belastung der MOSFETs zu reduzieren, werden stehts zwei parallelgeschaltete MOSFETs für S_1 bis S_4 verwendet. Somit sind 8 MOSFETs in Wechselrichter vorhanden. Die MOSFETs werden im Komplementärbetrieb mit einem mit einem Tastverhältnis von 50 % angesteuert. Die Schaltfrequenz ist vom Arbeitspunkt abhängig und wird manuell eingestellt, sodass der gewünschte Eingangsstrom fließt.

- **Resonanzkreis**
  Der Resonanzkreis des LLC-Konverters besteht aus der Resonanzkreiskapazität C_S und den Induktivitäten L_P und L_S. Das Übersetzungsverhältnis des Transformators ist n. Im Rahmen dieser Masterarbeit werden diese 4 Parameter des Resonanzkreises so gewählt, sodass die erwartete Verlustleistung aller Bauelemente des LLC-Konverters im spezifizierten Ausgangsspannungsbereich möglichst gering ist.

- **Gleichrichter**
  Die Dioden D_1 bis D_4 bilden den Gleichrichter. Der Kondensa-

tor C_2 bildet das Ausgangsfilter des LLC-Konverters.

2.1 DCM-AUSLEGUNG DES LLC-RESONANZWANDLERS

Die Verläufe der des Primärstroms und Sekundärstroms sind von den Bauteilparametern des LLC-Resonanzwandlers abhängig. Aus diesem Grund werden die Kenngrößen nach den folgenden Gleichungen berechnet:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \qquad Z = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \qquad \lambda = \frac{L_s}{L_p} \qquad n \tag{1}$$

Es wird eine Zeitbereichsanalyse (ZBA) aus einer vorhergegangenen Arbeit verwendet um die Verläufe der Ströme in Abhängigkeit dieser Kenngrößen und dem Arbeitspunkt zu berechnen. Der Eingangsstrom beträgt $I_1 = 19,52\,\mathrm{A}$ und die Eingangsspannung $U_1 = 563,38\,\mathrm{V}$, sodass die Eingangsleistung in allen Arbeitspunkten unabhängig von der Auslegung $P_1 = 11\,\mathrm{kW}$ beträgt.
In der Standartauslegung werden diese Kenngrößen so gewählt, sodass in allen Arbeitspunkten das Nullstromschalten (ZCS) der Dioden des Gleichrichters gegeben ist. Dadurch werden die Gleichrichterverluste reduziert.
Um dies zu erzielen muss die Schaltfrequenz mit der Resonanzfrequenz ($f_0 = f_s$) für die minimale Batteriespannung von $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ übereinstimmen. Das Ergebnis der ZBA ist in Abbildung 3 dargestellt. In diesem Fall wird für alle Arbeitspunkte die DCM-Betriebsart sichergestellt.
In diesem Arbeitspunkt sind die erwarteten Verluste gering, da der Effektivwert des Primärstroms nur $I_{\mathrm{Ls}} = 25,0\,\mathrm{A}$ beträgt und dieser einen fast sinusförmigen Verlauf aufweist. Zusätzlich sind die Schaltverluste des Wechselrichters gering, da der Primärstrom zum Schaltzeitpunkt näherungsweise 20 A beträgt.
Zugleich muss der LLC-Resonanzwandler auch bei einer Batterieladespannung von bis zu $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ bei einer Eingangsleistung von 11 kW die Batterie zuverlässig und mit möglichst geringen Verlusten laden. Die Abbildung 4 stellt die Zeitbereichsanalyse für $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ dar. In diesem Arbeitspunkt nimmt der Effektivwert des Primärstroms bei unveränderten Parametern des LLC-Resonanzwandlers auf $I_{\mathrm{Ls}} = 37,6\,\mathrm{A}$ zu. Zusätzlich beträgt der Primärstrom zum Schaltzeitpunkt $50,9\,\mathrm{A}$, sodass sehr hohe Schaltverluste des Wechselrichters zu erwarten sind.
Die Kondensatorspitzenspannung beträgt $\hat{u}_{\mathrm{Cs}} = 750\,\mathrm{V}$ und dies erfordert die Reihenschaltung von 3 Kondensatorbatterien, da die ausgewählten Kondensatoren für eine Spitzenspannung von 250 V zulässig sind [6]. Zwar ist es gerundsätzlich möglich Kondensatoren mit einer

Kondensatorspitzenspannung von $\hat{u}_{Cs} = 750\,\mathrm{V}$ zu verwenden, diese weisen jedoch stets höhere Kosten und/oder Bauvolumen bei der gleichen Kapazität C_s auf.
Jedoch sind neue SiC-Gleichrichterdioden entwickelt worden [11], die nur geringfügige zusätzliche Verluste für die Arbeitspunkte im CCM aufweisen, für die das ZCS nicht zutrifft.
Aus diesem Grund ist ZCS in dieser Arbeit nicht mehr notwendig, sodass eine Auslegung verwendet werden kann, die Arbeitspunkte sowohl in CCM als auch DCM aufweist. Es wird ein Verlustmodell für den Wechselrichter, Transformator, Kondensator und Gleichrichter entwickelt, um den Wirkungsgrad von tausenden möglichen Auslegungen des LLC-Resonanzwandlers automatisiert zu berechnen. Anschließend wird die als optimal berechnete Konfiguration anhand eines Demonstrators aufgebaut und der gemessene Wirkungsgrad mit dem berechneten in allen Arbeitspunkten verglichen.

Im Resonanzfall sind die Verluste gering.

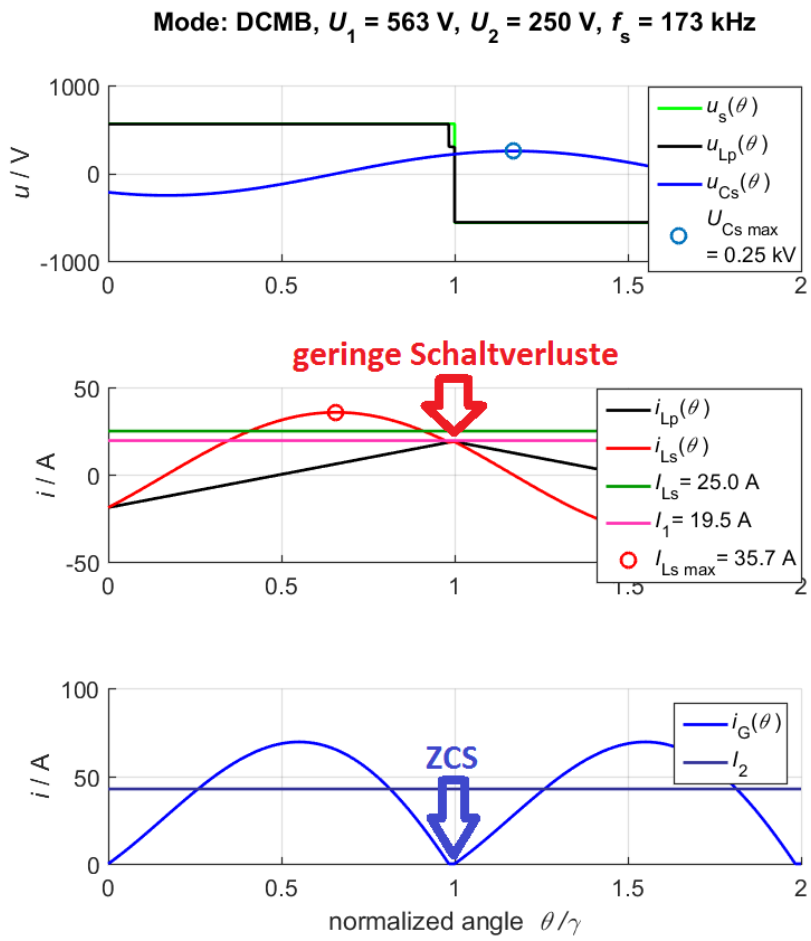


Abbildung 3: ZBA für $U_2 = 250\mathrm{V}$

Aufgrund des hohen Primärstroms sind sowohl die Verluste, als auch die Kondensatorspitzenspannung mit $\hat{u}_{Cs} = 750\,V$ hoch.

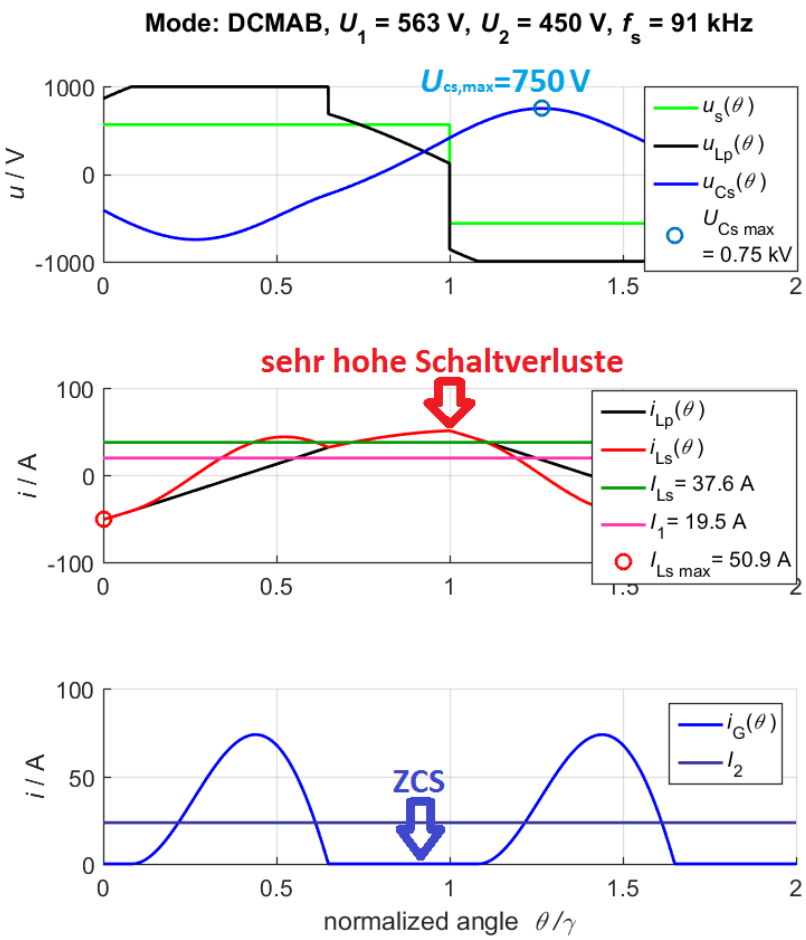


Abbildung 4: ZBA für $U_2 = 450$V

3 VERLUSTMECHANISMEN IM LLC-RESONANZWANDLER

Alle Bauelemente des LLC-Resonanzwandlers weisen Verluste auf, die abhängig von der Auslegung des Resonanzwandlers sind. Ein Ziel dieser Arbeit ist die Verluste des Aufbaus zu minimieren. Es ist möglich den LLC-Resonanzwandler so auszulegen, sodass der Effektivwert Primärstroms $I_{\mathrm{Ls,RMS}}$ über den gesamten Ladevorgang der Batterie minimiert wird. Dadurch werden die ohmschen Verluste aller Bauelemente minimiert. Durch diese sehr einfache Auslegung werden die frequenzabhängigen Verluste nicht berücksichtigt.
Aus diesem Grund wird in diesem Kapitel das entwickelte Verlustmodell für den Wechselrichter, Kondensator, Gleichrichter und Transformator beschrieben. Ausgehend vom entwickelten Verlustmodell werden im nächsten Kapitel die optimalen Parameter des LLC-Resonanzwandlers ermittelt, sodass die Verluste minimiert werden. Anschließend wird ein Prüfstand aufgebaut und die berechneten Gesamtverluste mit den Gemessenen verglichen.

3.1 VERLUSTMECHANISMEN DES WECHSELRICHTER

Der Wechselrichter ist als eine Vollbrücke aufgebaut und setzt sind aus 8 C3M0065090J-MOSFETs zusammen [10]. Der Primärstrom i_{Ls} fließt durch diese MOSFETs und es wird eine Verlustleistung umgesetzt.

3.1.1 *Durchlassverluste*

Im leitenden Zustand kann ein MOSFET näherungsweise durch einen Widerstand modelliert werden. Für alle 8 verwendeten MOSFETs wird ein konstanter Durchlasswiderstand von $R_{\mathrm{DS,ON}} = 0,065\ \Omega$ angenommen [10]. Aufgrund der Parallelschaltung von jeweils zwei MOSFETs, wird angenommen, dass sich der Primärstrom I_{Ls} ideal auf die beiden MOSFETs aufteilt. Zusätzlich sind stets 4 der MOSFETs im leitenden und die verbleibenden im sperrenden Zustand. Die zusätzlichen Verluste während der Wechselsperrzeit werden vernachlässigt.
Die verwendete Gleichung durch Berechnung der Durchlassverluste des Wechselrichters ist:

$$P_{\text{Wechsel, Durch}} = 4\left(\frac{I_{\mathrm{Ls}}}{2}\right)^2 R_{\mathrm{DS,ON}} = I_{\mathrm{Ls}}^2 R_{\mathrm{DS,ON}} \tag{2}$$

Aus der Gleichung 2 geht hervor, dass die Durchlassverluste des Wechselrichters nur gering sind, wenn der Effektivwert des Primärstroms gering ist.

3.1.2 *Schaltverluste*

Die Abbildung 5 aus dem Datenblatt der MOSFETs [10] stellt die benötigte Schaltenergie eines einzelnen MOSFETs in Abhängigkeit des Primärstroms zum Schaltzeitpunkt dar. Aus ihr geht hervor, dass die Einschaltverluste E_{On} beim harten Schalten der MOSFETs beim gleichen geschalteten Strom ca. das Dreifache der Ausschaltverluste betragen. Aus diesem Grund wird der Resonanzkonverter so ausgelegt, sodass stets weich eingeschaltet wird.
Um die Schaltenergie E_{Off} auch für Ströme zu berechnen, die 40 A überschreiten, wird eine Parabel zu die in Abbildung 5 dargestellten grünen Punkte gelegt. Die resultierende Parabelgleichung zur Berechnung der Schaltenergie E_{Off} ist:

$$E_{\mathrm{Off}} = 0,057\frac{\mu\mathrm{J}}{\mathrm{A}^2} i_{\mathrm{Ls}}^2(0) - 1,000\frac{\mu\mathrm{J}}{\mathrm{A}} i_{\mathrm{Ls}}(0) + 23,571\mu\mathrm{J} \tag{3}$$

Aufgrund der Nicht-Linearität der Ausschaltenergie E_{Off} gegenüber dem geschalteten Strom $i_{\mathrm{Ls}}(0)$, sind die Schaltverluste von der Stromaufteilung zum Schaltzeitpunkt auf die parallelgeschalteten MOSFETs abhängig. Die exakte Stromaufteilung ist von den Bauteiltoleranzen der MOSFETs und Gatewiderstände, sowie weiteren Parametern abhängig. Aus diesem Grund wird angenommen, dass der gesamte geschaltete Strom über einen der beiden parallel geschalteten MOSFETs fließt. Dies entspricht einer Worst-Case Betrachtung.
Während jeder Taktperiode weist jeder MOSFET einen Ausschaltvorgang auf. Zusätzlich ist weist jeder MOSFET eine Drain-Source-Kapazität auf. Bei der anliegenden Drain-Source-Spannung von 600 V beträgt die in der Drain-Source-Kapazität gespeicherten Energie 16 µJ [10]. Diese ist zwar in E_{Off} mitberechnet, wird jedoch nicht dissipiert.
Der im Datenblatt gegebene Verlauf von E_{Off} ist nur für eine Eingangsspannung von 600 V gültig. Es wird eine lineare Abhängigkeit der Ausschaltverluste gegenüber der Eingangsspannung angenommen. Dies wird vom Datenblatt der MOSFETs bestätigt, da für eine Eingangsspannung von 400 V, die Ausschaltverluste auf $\frac{2}{3}$ abnehmen. Die resultierende Gleichung zur Berechnung der Schaltverluste des Wechselrichters ist:

$$P_{\mathrm{Wechsel,\,Schalt}} = 4 \cdot \frac{563,38\mathrm{V}}{600\mathrm{V}} (E_{\mathrm{Off}} - 16\,\mu\mathrm{J}) f_s \tag{4}$$

Aus der Gleichung 4 geht hervor, dass eine Reduktion der Schaltverluste des Wechselrichters nur möglich ist, wenn der geschaltete

Strom $i_{\mathrm{Ls}}(0)$ und die Schaltfrequenz reduziert werden.
Die Gesamtverluste des Wechselrichters sind die Summe von Durchlass- und Schaltverlusten. Sie werden nach der folgenden Gleichung berechnet:

$$P_{\text{Wechsel}} = P_{\text{Wechsel, Durch}} + P_{\text{Wechsel, Schalt}} \tag{5}$$

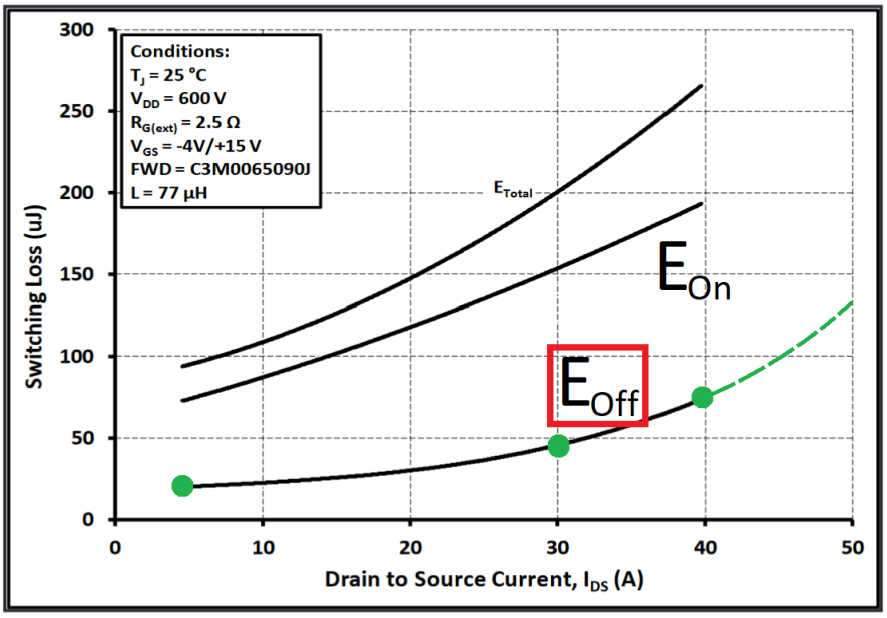


Abbildung 5: Die Schaltverluste eines MOSFETs [10] werden durch eine Parabel angenähert.

3.2 VERLUSTMECHANISMEN DES GLEICHRICHTERS

Der Ausgangsstrom $i_{\mathrm{G}}(t)$ des Transformators fließt stets durch den Gleichrichter und verursacht in den Gleichrichterdioden eine Verlustleistung. Es sind stets zwei der vier Dioden leitend und die Durchlassverluste des Gleichrichters wird mit der folgenden Gleichung bestimmt:

$$P_{\mathrm{V,GR,Durch}} = 2 \cdot (I_{\mathrm{G}}^2 R_{\mathrm{DIFF}} + U_{\mathrm{TH}} I_2) \tag{6}$$

Durchlassverluste des Gleichrichters

mit

$$I_{\mathrm{G}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_{\mathrm{G}}^2(t)dt} \tag{7}$$

$$I_2 = \frac{1}{T}\int_0^T |i_{\mathrm{G}}(t)|dt \tag{8}$$

$$U_{\mathrm{TH}} = 0,9947\ \mathrm{V} + (T_{\mathrm{j}} \cdot -0.0013 \frac{\mathrm{V}}{^{\circ}\mathrm{C}}) \tag{9}$$

$$R_{\mathrm{DIFF}} = 0,0093\ \Omega + (T_{\mathrm{j}} \cdot 7,00 \cdot 10^{-5} \frac{\Omega}{^{\circ}\mathrm{C}}) \tag{10}$$

Die Vorwährtsspannung U_{TH} der Dioden und der differenzielle Widerstand R_{DIFF} werden aus dem Datenblatt entnommen [11].

3.2.1 *Schaltverluste des Gleichrichters*

Die verwendeten Dioden weisen eine geringfügige Sperrschichtkapazität auf, die nach dem Datenblatt [11] für eine Ausgangsspannung von $U_2 = 400\,\mathrm{V}$, eine Energie von $E_{\mathrm{C}} = 16,5\,\mu\mathrm{J}$ aufweist. Es wird eine konstante Sperrschichtkapazität im Bereich von $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ bis $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ angenommen, sodass eine quadratische Abhängikeit zwischen der gespeicherten Energie einer Diode und der Ausgangsspannung vorliegt. Sie wird nach der folgenden Gleichung berechnet:

$$E_{\mathrm{C}} = 16,5\,\mu\mathrm{J} \left(\frac{U_2}{400\,\mathrm{V}}\right)^2 \tag{11}$$

In jedem Schaltvorgang wird jede der 4 Dioden umgeladen und es wird angenommen, dass die Energie E_C dissipiert wird. Die resultierenden Schaltverluste des Gleichrichters werden nach der folgenden Gleichung berechnet:

$$P_{\mathrm{V,GR,Schalt}} = 4 E_C f_s \tag{12}$$

Zwar weist der Arbeitspunkt für $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ die maximale verwendete Schaltfrequenz von $f_{\mathrm{s}} = 267,94\,\mathrm{kHz}$ auf, jedoch betragen die Schaltverluste des Gleichrichters nur $P_{\mathrm{V,GR,Schalt}} = 6,9\,\mathrm{W}$.
Der Arbeitspunkt mit der maximalen Ausgangsspannung von $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ weist die minimale Schaltfrequenz von $f_{\mathrm{s}} = 98,17\,\mathrm{kHz}$ und die Schaltverluste betragen $P_{\mathrm{V,GR,Schalt}} = 8,2\,\mathrm{W}$. Dies zeigt, dass die Schaltverluste in allen Arbeitspunkten näherungsweise gleich niedrig sind, da eine zunehmende Ausgangsspannung durch eine abnehmende Schaltfrequenz kompensiert wird.

3.2.2 *Temperaturabhängigkeit des Gleichrichters*

Aus der Gleichung in 9 und 10 geht hervor, dass der differenzielle Widerstand R_{DIFF} und die Vorwährtsspannung U_{TH} temperaturabhängig sind. Die Temperatur ist jedoch wesentlich vom Arbeitspunkt

abhängig, da der Ausgangsstrom mit abnehmender Ausgangsspannung zunimmt.
Aus diesem Grund werden zunächst die Verluste des Gleichrichters $P_{V,GR}$ bei einer Raumteperatur von 20°C berechnet. Diese Verluste sind die Summe der Durchlass- und Schaltverluste des Gleichrichters.
Anschließend wird die resultierende Temperatur der Gleichrichterdioden nach der Gleichung 13 berechnet. Dabei wird der thermische Widerstand R_{JC} aus dem Datenblatt [11] entnommen. Der thermische Widerstand der Wärmeleitfolie, die sich zwischen den Dioden und dem Kühlkörper befindet, wird berechnet, da die Fläche der Dioden [11] und die Wärmeleitfähikeit der Folie [9] bekannt sind. Der thermische Widerstand des Kühlkörpers wird mit $R_{\text{Kühlkörper}} = 1,0\frac{°C}{W}$ geschätzt.
Diese iterative Berechnung der Temperatur und Verlustleistung konvergiert nach nur wenigen Iterationsschritten und wird in den Abbildungen 6 und 7 dargestellt. Es wird stets die Verlustleistung nach dem 5. Iterationsschritt verwendet, da weitere Änderungen der Verlustleistung nur wenige Milliwatt betragen.
Für die minimale Ausgangsspannung von $U_2 = 250\,V$ betragen die Gleichrichterverluste $P_{V,GR} = 152\,W$ und die Temperatur der Dioden 101°C.
Somit stellen die Gleichrichterverluste einen erheblichen Anteil an den Gesamtverlusten.

Die stationäre Verlustleistung wird in nur wenigen Iterationsschritten sehr exakt berechnet.

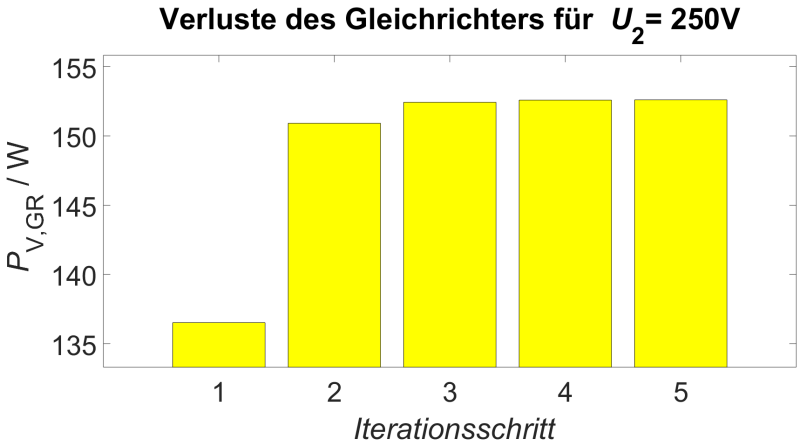
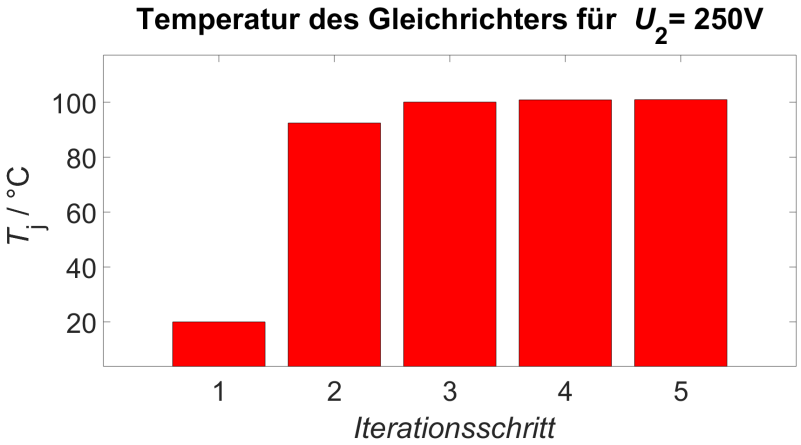


Abbildung 6: Berechnung der Verluste der Gleichrichterdioden.

$$T_j = \frac{P_{V,GR}}{4} R_{Th} + T_{Raum} \tag{13}$$

mit

$$R_{Th} = R_{JC} + R_{Folie} + R_{\text{Kühlkörper}} = (0,5 + 0,622 + 1,0)\frac{°C}{W} \tag{14}$$



Die stationäre Temperatur wird in nur wenigen Iterationsschritten sehr exakt berechnet.

Abbildung 7: Berechnung der Temperatur der Gleichrichterdioden.

3.3 VERLUSTMECHANISMEN DES KONDENSATORS

Der Resonanzkreisstrom i_{Ls} fließt durch den Resonanzkreiskondensator C_s. Dieser verursacht eine Verlustleistung. Um die Spannungsfestigkeit zu verdoppeln, werden zwei Reihen von parallelgeschalteten Kondensatoren in Reihe geschaltet. Jeder einzelne dieser B32641B/1000V Kondensatoren weist eine Kapazität von $C_{\text{Einzeln}} = 22\,\text{nF}$ auf. Der Verlustwinkel beträgt bei einer Schaltfrequenz von $f_s = 100$ kHz, $\tan(\delta) = 1,5 \cdot 10^{-3}$ [6]. Der Verlustwinkel wird für alle Frequenzen als konstant angenommen.
Die Verluste eines einzelnen B32641B/1000V Kondensators werden nach der folgenden Gleichung berechnet, da an diesem aufgrund der Reihenschaltung die maximale Spannung $\frac{\hat{U}_{Cs}}{2}$ beträgt:

$$P_{\text{Einzeln}} = \left(\frac{\hat{U}_{Cs}}{2}\right)^2 \cdot \pi f_s C_{\text{Einzeln}} \tan(\delta) \tag{15}$$

Die Anzahl der benötigten B32641B/1000V Kondensatoren ist von des Auslegung des Resonanzkreises abhängig und wird nach der folgenden Gleichung berechnet:

$$N_C = \frac{C_s}{C_{\text{Einzeln}}} \cdot 4 \tag{16}$$

Die Verluste des Resonanzkreiskondensators ist die Summe der Verluste der einzelnen B32641B/1000V Kondensatoren:

$$P_C = P_{\text{Einzeln}} N_C \tag{17}$$

Der Resonanzkreiskondensator weist unter allen betrachteten Komponenten die geringsten Verluste auf. Die mittleren Verluste betragen in der verwendeten Auslegung nur $P_C \approx 8,87\,\text{W}$.

3.4 VERLUSTMECHANISMEN IN TRANSFORMATOREN

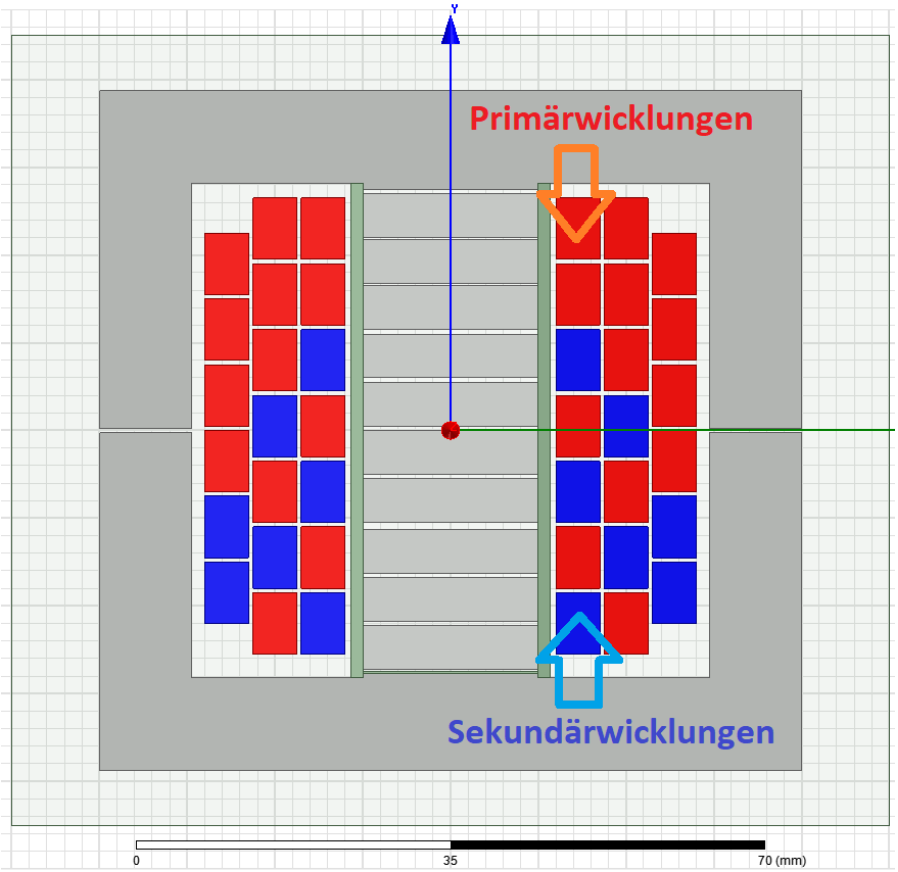
In jedem Transformator treten verschiedene Verlustmechanismen auf. Die resultierenden Verluste sind von den Stromverläufen des Primär- und des Sekundärstroms abhängig. Die Stromverläufe sind vom Arbeitspunkt und der Auslegung der LLC-Resonanzwandlers abhängig. Das physikalische Wicklungsverhältnis, die Streuinduktivität und die Anzahl der parallelgeschalteten Litzen wirkt sich ebenfalls auf die Verluste aus.
Zwar ist es prinzipiell möglich für jede Auslegung und jeden Arbeitspunkt des LLC-Resonanzwandlers eine FEM-Simulation des Transformators durchzuführen, um die Verluste zu bestimmen. Eine FEM-Simulation ist jedoch sehr zeitaufwändig und es werden mehrere Tausend verschiedene Auslegungen und Arbeitspunkte des LLC-Resonanzwandlers simuliert, um die optimale Konfiguration zu ermitteln. Aus diesem Grund werden in diesem Unterkapitel Gleichungen zur Abschätzung der Verluste des Transformators entwickelt, die an wenigen ausgewählten Arbeitspunkten verifiziert werden. Dadurch ist eine FEM-Simulation für jede betrachtete Auslegung und jeden Arbeitspunkt nicht mehr erforderlich.

3.4.1 *2-D Model des Transformators*

Der Transformator wird mit einem physikalischen Wicklungsverhältnis von $N_P = \frac{13}{7}$ realisiert. Zur Reduktion der magnetischen Flussdichte und somit der Kernverluste werden 2 E80/38/20Kerne [7] aus N87 Material nebeneinander gesetzt und zur Reduzierung der Proximity-Verluste wird ein verteilter Luftspalt verwendet [5]. Der Querschnitt des Transformators ist in Abbildung 8 dargestellt. Die Wicklungen der Primär- als auch die Sekundärseite wurden durch parallel geschalteten 200x0,071mm Litzen realisiert.

Im Abschnitt 4.8.2 wird gezeigt, dass die mittleren Verluste des Transformators für $N_P = \frac{13}{7}$ minimal sind.

Die Verwendung von Litzen reduziert sowohl die Skin- als auch die Proximity-Verluste reduziert [3]. Bereits eine einzelne exakte FEM-Simulation mit Litzeleitern ist jedoch sehr zeitaufwändig und mit dem verfügbaren Computer nicht möglich, da jede Seite des Wickelfensters 18800 Adern beinhalten muss, die jeweils durch mehrere Knoten aufgelöst werden müssen und die Rechenzeit mit zunehmender Anzahl an Elementen ansteigt. Aus diesem Grund werden die parallen Litzen als ein Rechteckleiter mit einer homogenen Stromdichte dargestellt, sodass die resultierende Stromstärke den erforderlichen Wert aufweist. Die Fläche der Rechteckleiter wird so gewählt, sodass der Großteil des Wickelfensters ausgefüllt ist, da dies beim tatsächlich aufgebauten Transformator ebenfalls der Fall sein soll. Aus dem Verlauf des resultierenden H-Feldes und B-Feldes werden die Kern- und Proximity-Verluste ermittelt.



Litzebündel sind als Rechteckleiter mit homogener Stromdichte dargestellt. Die Lage der Wicklungen wird manuell bestimmt, sodass der Transformator die notwendige Streuinduktivität L_s aufweist. Die Selbstinduktivitäten werden über die Breite der Luftspalte eingestellt.

Abbildung 8: Querschnitt des Transformators

3.4.2 *Kernverluste*

Im Ferrit des Transformators treten aufgrund der sich ändernden magnetischen Flussdichte B Kernverluste auf und diese können durch die Steinmetz-Gleichung angenähert werden [5].

$$P_{\text{core}} = k\, f^{\alpha}\, \hat{B}^{\beta} \tag{18}$$

Steinmetz-Gleichung

f	Frequenz
$\hat{B}$	maximale magnetische Flussdichte
k, α und β	materialabhängige Steinmetz-Parameter
$\alpha \approx$	$1,47...1,65$
$\beta \approx$	$2,45...2,46$

Zur Berechnung der Kernverluste ist die Frequenz f und die Amplitude der magnetischen Flussdichte $\hat{B}$ erforderlich. Die Frequenz ist durch die Schaltfrequenz f_s gegeben. Die magnetische Flussdichte wird als homogen angenommen und nach der folgenden Gleichung berechnet:

$$B(t) = \frac{L_{11} \cdot i_{\text{Ls}}(t)}{A_{\text{eff}} \cdot N_1} - \frac{L_{22} \cdot i_{\text{G}}(t)}{A_{\text{eff}} \cdot N_2} \tag{19}$$

Die Querschnittsfläche von 2 nebeneinandergesetzten E80/38/20 Kernen beträgt $A_{eff} = 780\,mm^2$ [7]

Die erforderlichen Selbstinduktivitäten werden nach folgender Gleichung berechnet:

$$L_{11} = L_{\text{S}} + L_{\text{P}} \qquad L_{22} = \frac{L_P}{n^2} \tag{20}$$

Es resultiert die maximale magnetische Flussdichte $\hat{B}$:

$$\hat{B} = \max B(t) \tag{21}$$

Für eine Ausgangsspannung von $U_2 = 450\,\text{V}$ wird die magnetische Flussdichte nach der Gleichung 21 berechnet und beträgt $\hat{B} = 170\,\text{mT}$.
Die Abbildung 9 stellt den Feldverlauf der FEM-Simulation der magnetischen Flussdichte für die Ausgangsspannung von $U_2 = 450\,\text{V}$ dar. Die magnetische Flussdichte ist im oberen Bereich höher als im Unteren. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der Transformator eine Streuninduktivität aufweist und somit der Streufluss durch das Wickelfenster und nicht durch den unteren Bereich des Transformators fließt.
Insgesamt ist diese jedoch relativ homogen und entspricht näherungsweise den berechneten $\hat{B} = 170\,\text{mT}$. Aus diesem Grund wird die Gleichung 21 zur Berechnung der magnetischen Flussdichte verwendet. Zur Berechnung der Kernverluste wird die Steinmetzgleichung in 18 verwendet. Dabei werden die Steinmetzparameter der verwendeten Materialien N87 und N95 bei der Temperatur von 40°C herangezogen. Aufgrund des Nicht-Sinusförmigen Verlaufs der magnetischen Flussdichte $B(t)$ können die berechneten Kernverluste von den Tatsächlichen abweichen, da die Steinmetzgleichung nur für sinusförmige Feldverläufe gilt.

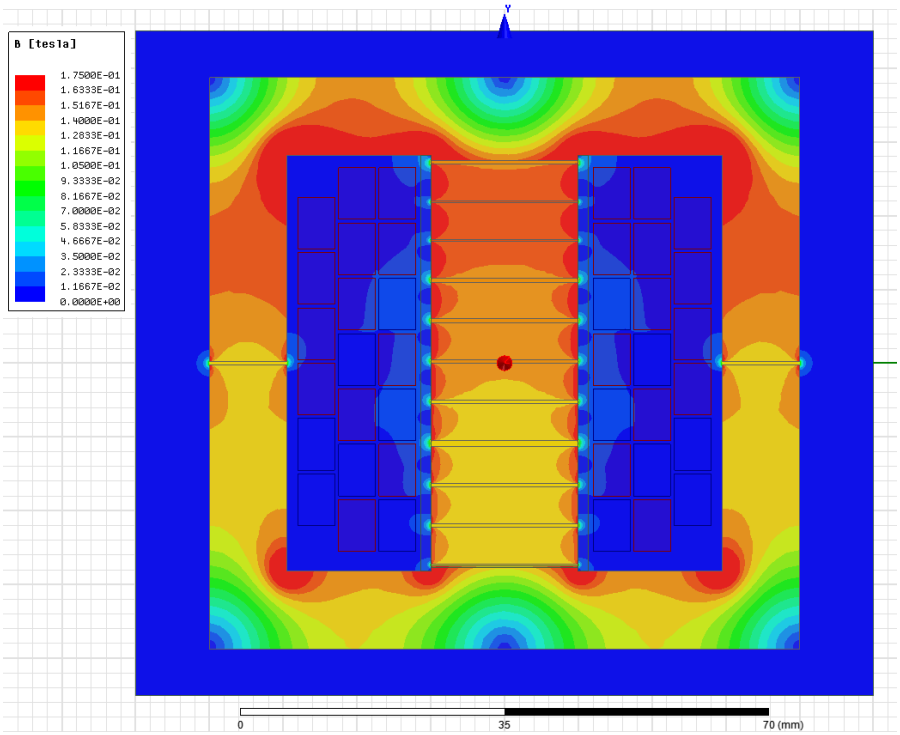


Abbildung 9: Verlauf des B-Feldes im Transformator für eine Ausgangsspannung von $U_2 = 450\,\mathrm{V}$

Die magnetische Flussdichte beträgt näherungnsweise 170 mT.

3.4.3 *DC-Verluste*

Durch die Kupferleitungen des Transformators fließen die Ströme I_{Ls} und I_{G}. Die resultierenden DC-Verluste werden nach der folgenden Gleichung berechnet:

$$P_{\mathrm{DC}} = R_{\mathrm{Prim}} I_{\mathrm{Ls}}^2 + R_{\mathrm{Sek}} I_{\mathrm{G}}^2 \tag{22}$$

Die ohmschen Widerständer der Primär- und Sekundärseiten werden nach den folgenden Gleichungen berechnet:

$$R_{\mathrm{Prim}} = \frac{N_1 l}{\kappa A_{\mathrm{Ader}} N_{\mathrm{Ader,Prim}}} \qquad R_{\mathrm{Sek}} = \frac{N_2 l}{\kappa A_{\mathrm{Ader}} N_{\mathrm{Ader,Sek}}} \tag{23}$$

l ist der mittlere Umfang der Wicklungen um den zentralen Transformatoreschenkel und beträgt 20cm. A_{Ader} ist die Querschnittsfläche einer einzelnen Ader und $N_{Ader,Prim}$ sowie $N_{Ader,Sek}$ stellen die Anzahl der parallelgeschalteten Adern dar.

Aus den Gleichungen 22 und 23 geht hervor, dass die DC-Verluste mit zunehmenden Strömen I_{Ls} und I_{G} steigen. Aus diesem Grund sollte der LLC-Resoanzwandler so ausgelegt werden, sodass die Effektivwerte der Ströme I_{Ls} und I_{G} gering ist.
Zusätzlich resultiert eine hohe Windungszahl N_1 und N_2 in höheren DC-Verlusten, da die Gesamtleiterlänge und somit der ohmsche Widerstand zunimmt. Zugleich können die DC-Verluste durch die Parallelschaltung von mehreren Litzen reduziert werden, da dadurch die Querschnittsfläche des Gesamtleiters erhöht wird.

3.4.4 *Proximity-Verluste*

Einen wichtigen Verlustmechanismus beim Transformator stellen die Proximity-Verluste dar. Sie treten auf, wenn die Adern der Litzen von einem magnetischen Wechselfeld durchdrungen werden. Die Proximity-Verluste für Frequenzen von unter 1 MHz und einem Aderdurchmesser von $d_{\text{Ader}} \leq 0.1$ mm werden nach der folgenden Gleichung [4] berechnet.

$$P_{\text{Prox}} \sim H_{\text{ext}}^2 f^2 d_{\text{Ader}}^4 N_{\text{Ader}} \tag{24}$$

Die Gleichung 24 zeigt, dass Proximity-Verluste mit einer zunehmenden magnetischen Feldstärke H_{ext} und Frequenz f zunehmen. Die magnetische Feldstärke H_{ext} ist jedoch sehr inhomogen verteilt und von der Lage der Wicklungen, sowie dem Streufluss abhängig. Aus diesem Grund wird eine FEM-Simulation für den Resonanzfall durchgeführt, um die Proximity-Verluste zu ermitteln. Ausgehend von den mit der FEM-Simulation berechneten Verluste, werden Gleichungen vorgestellt, die die Proximity-Verluste für weitere Arbeitspunkte und andere Parameter des LLC-Resonanzwandlers abschätzen.

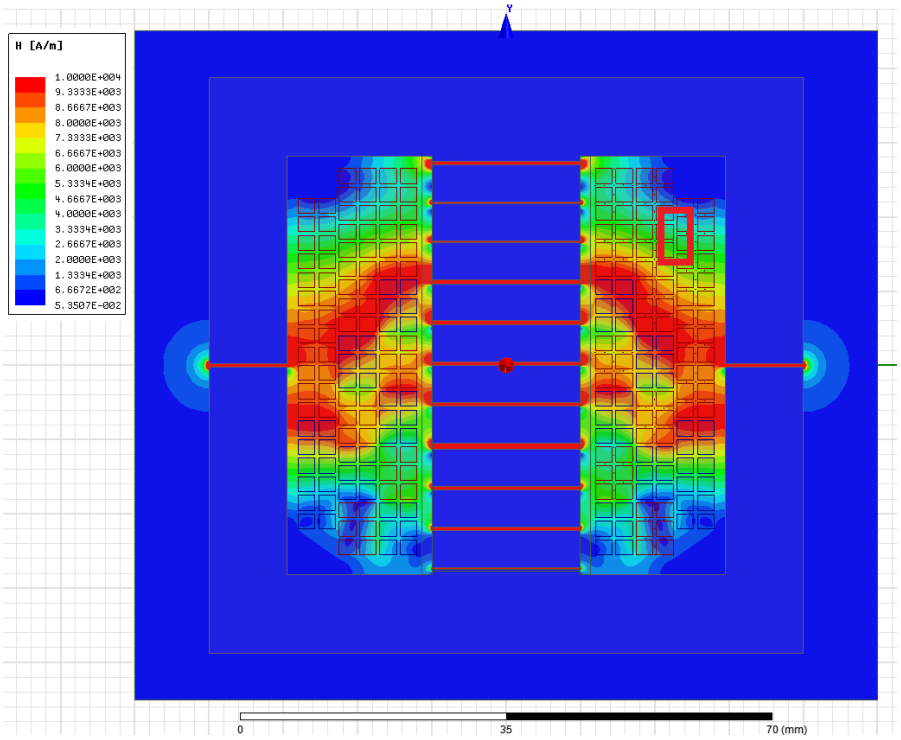


Abbildung 10: Verlauf des H-Feldes im Transformator

Die Proximity-Verluste betragen näherungsweise $P_{Prox,Resonanz} \approx 21,07$ W. Durch den verteilten Luftspalt sind sie geringer als mit einem Zentralen.

Die Abbildung 10 stellt den Verlauf der magnetischen Feldstärke H_{ext} im Transformator für den Resonanzfall dar. Aus der Abbil-

dung 10 geht hervor, dass der Betrag von H_{ext} in der Mitte des Wickelfensters sehr hoch ist. In diesem Bereich befinden sich jedoch auch Litzen. Dadurch entstehen hohe Proximity-Verluste. Dies ist auf den Streufluss zurückzuführen, der aufgrund der erforderlichen Streuinduktiviät L_S durch das Wickelfenster fließen muss [8]. Zwar ist es möglich die Lage der Wicklungen zu ändern, um die magnetische Feldstärke H_{ext} und somit die Proximity-Verluste zu reduzieren. Dadurch nimmt jedoch stets die Streuinduktivität L_S ab, die ein wichtiger Parameter des LLC-Resonanzwandlers ist.
Zusätzlich geht aus dieser Abbildung hervor, dass die Verwendung des verteilten Luftspalts eine sinnvolle Maßnahme ist, da das H-Feld der Luftspalte kaum die Litzen durchdringt, da die Litzen aufgrund des Spulenkörpers einen ausreichenden Abstand zu den Luftspalten aufweisen.

3.4.5 *Berechnung der Proximity-Verluste im Resonanzfall*

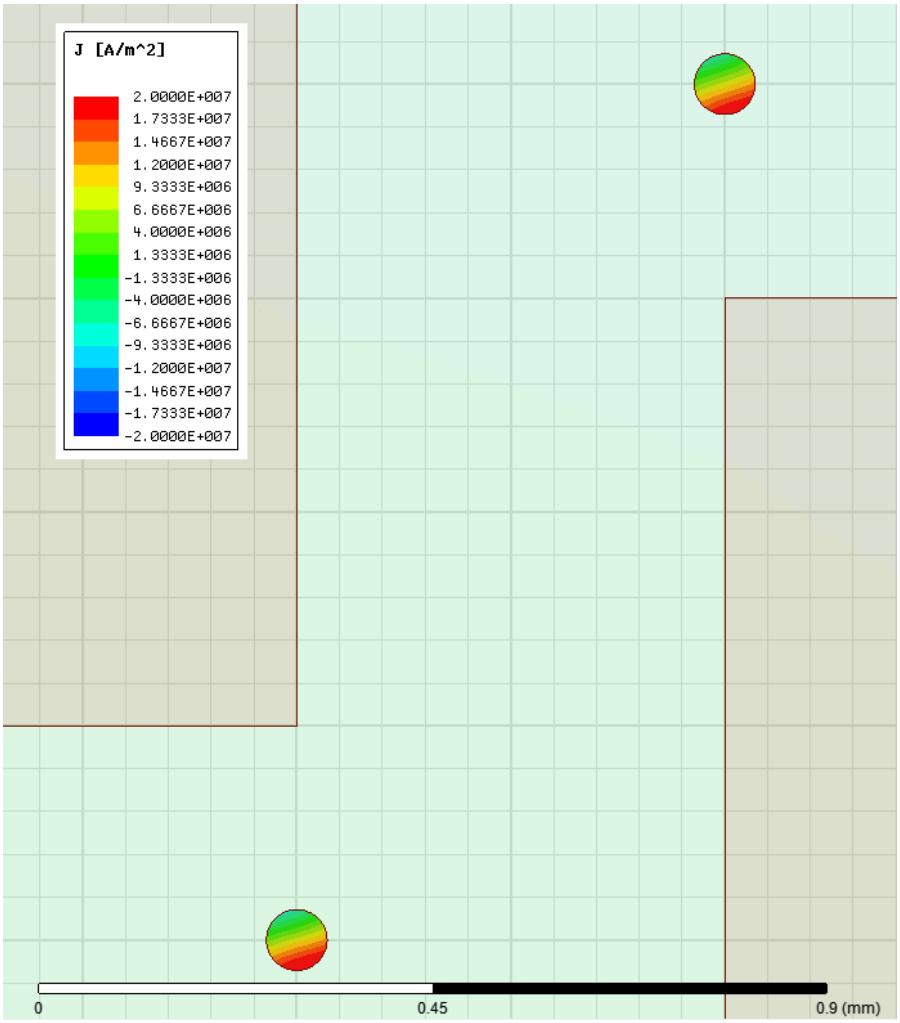
Um die exakten Proximity-Verluste für den Resonanzfall zu berechnen, ist eine FEM-Simulation mit allen Adern der Litzen erforderlich, da das H-Feld inhomogen verteilt ist und die Proximity-Verluste in jeder Adern von H-Feld abhängen.
Eine Simulation mit allen Adern ist nicht möglich, da ihre Anzahl sehr hoch ist und jede durch mehrere Knoten aufgelöst werden muss. Jedes Litzebündel wird durch 6 Rechteckleiter dargestellt. Der Freiraum zwischen den Rechteckleitern wird durch einige Prüfadern ausgefüllt, durch die der entsprechende Anteil des Stromes fließt [8]. Die Lage der Prüfadern ist so gewählt, sodass ihre Verteilung näherungsweise die Verteilung aller Adern wiedergibt. Zur Reduzierung der Rechenzeit werden die Prüfadern nur in das rechte Wickelfenster plaziert, da das H-Feld achsensymetrisch ist.
Die Kupferverluste dieser Prüfadern werden bestimmt und auf alle vorhandenen Adern hochskaliert. Der Skin-Effekt wird von der FEM-Simulation berücksichtigt.
Dabei werden zunächst nur die Kupferverluste der Primärwicklung berechnet, da die Kupferverluste der Sekundärseite nach dem gleichen Verfahren ermittelt werden. Dadurch lassen sich sowohl die Proximity-Verluste der Primär- als auch der Sekundärseite ermitteln.
In Abbildung 11 wird der rot markierte Bereich der Abbildung 10 vergrößert dargestellt. Durch das H-Feld entstehen in den Prüfadern Wirbelströme, die zu einer inhomogenen Stromdichteverteilung in den einzelnen Adern führt. Aus der Stromdichteverteilung jeder einzelnen Prüfader berechnet das Simulationsprogramm ANSYS die Kupferverluste dieser Adern.
Um die Proximity-Verluste zu berechnen, werden die bekannten DC-Verluste von den Kupferverlusten subtrahiert.
Für eine Resonanzfrequenz von $f_0 = 200\,\text{kHz}$, einem Effektivwert

des Primärstroms von $I_{\mathrm{Ls}} = 26,4\,\mathrm{A}$, einen Effektivwert des Sekundärstroms von $I_{\mathrm{G}} = 39,0\,\mathrm{A}$ betragen die Proximity-Verluste der Primärseite $P_{\mathrm{Prox,Prim}} = 13,55\,\mathrm{W}$ und der Sekundärseite $P_{\mathrm{Prox,Sek}} = 7,52\,\mathrm{W}$. Für beide Wicklungen werden in diesem Fall 6 ideal verseilte Litzen angenommen. Die Proximity-Verluste der Sekundärwicklungen sind erheblich geringer, da diese nur 7 und die Primärseite 13 Wicklungen aufweist.
Ausgehend von dieser FEM-Simulation werden nun Gleichungen vorgestellt, die die Proximity-Verluste für weitere Arbeitspunkte und Auslegungen des LLC-Resonanzwandlers abschätzen. Änderungen der Parameter des LLC-Resonanzwandlers führen zu Änderungen der Resonanzfrequenz und der Effektivwerte der Ströme. Die Proximity-Verluste für die Resonanzfrequenz werden nach den folgenden Gleichungen berechnet:

$$P_{\mathrm{Prox,Prim,Resonanz}} = 13,55\ \mathrm{W} \left(\frac{I_{\mathrm{Ls}}}{26,4\,\mathrm{A}}\right)^2 \left(\frac{f_0}{200\,\mathrm{kHz}}\right)^2 \frac{N_{\mathrm{Prim,Verseilt}}}{6} \tag{25}$$

$$P_{\mathrm{Prox,Sek,Resonanz}} = 7,52\ \mathrm{W} \left(\frac{I_{\mathrm{G}}}{39,0\,\mathrm{A}}\right)^2 \left(\frac{f_0}{200\,\mathrm{kHz}}\right)^2 \frac{N_{\mathrm{Sek,Verseilt}}}{6} \tag{26}$$

Die Proximity-Verluste weisen eine quadratische Abhängigkeit gegenüber dem H-Feld auf. Das H-Feld eines stromdurchflossenen Leiters ist proportional zum Strom und somit weisen die Proximity-Verluste ebenfalls eine quadratische Abhängigkeit zum Strom auf. Zusätzlich geht aus der Gleichung 24 hervor, dass die Proximity-Verluste eine quadratische Abhängigkeit zur Schaltfrequenz aufweisen, sodass dies in der Gleichung 25 berücksichtigt wird.
Es wird angenommen, dass der Verlauf des H-Feldes nicht von der Anzahl der verseilten Litzen abhängig ist, sofern diese von gleichen Strom durchflossen und die gleiche Lage im Wickelfenster aufweisen. Aus diesem Grund sind die Proximity-Verluste proportional zur Anzahl der verseilten Litzen.
Somit können die Proximity-Verluste reduziert werden indem die Anzahl der Litzen, die Resonanzfrequenz und die Effektivwerte der Ströme reduziert werden.



Die inhomogene Stromdichte führt zu zusätzlichen Verlusten.

Abbildung 11: Stromdichte in den ausgewählten Prüfadern.

3.4.6 *Berechnung der Proximity-Verluste für Oberschwingungen*

In einem Großteil der Arbeitpunkte weisen die Ströme einen erheblichen Oberschwingungsgehalt auf, sodass die Gleichung 25 modifiziert werden muss. Aus diesem Grund werden die Amplituden der Grundschwingung und der ersten 14 Oberschwingungen der Ströme unter Verwendung der diskreten Fouriertransformation berechnet:

$$I_{\mathrm{Ls}}[k] = \frac{1}{N}\left|\sum_{n=1}^{N} I_{\mathrm{Ls}}[n]e^{-2\pi kn/N}\right| \qquad k = 1...15 \tag{27}$$

$$I_{\mathrm{G}}[k] = \frac{1}{N}\left|\sum_{n=1}^{N} I_{\mathrm{G}}[n]e^{-2\pi kn/N}\right| \qquad k = 1...15 \tag{28}$$

Durch die Oberschwingungen der Ströme entstehen höhere Proximity-Verluste, da diese frequenzabhängig sind. Die verwendete Gleichung

zur Berechnung der Proximity-Verluste den Arbeitspunkten, die nicht dem Resonanzfall entsprechen ist:

$$P_{\text{Prox,Prim}} = 13,55\,\text{W} \sum_{k=1}^{15} \left(\frac{I_{\text{Ls}}[k]/\sqrt{2}}{26{,}4\,\text{A}}\right)^2 \left(\frac{f_s k}{200\,\text{kHz}}\right)^2 \frac{N_{\text{Prim,Verseilt}}}{6} \tag{29}$$

$$P_{\text{Prox,Sek}} = 7,52\,\text{W} \sum_{k=1}^{15} \left(\frac{I_{\text{G}}[k]/\sqrt{2}}{39{,}0\,\text{A}}\right)^2 \left(\frac{f_s k}{200\,\text{kHz}}\right)^2 \frac{N_{\text{Prim,Verseilt}}}{6} \tag{30}$$

Die Abbildung 12 stellt die Amplituden der Oberschwingungen des Sekundärstroms für eine Ausgangsspannung von $U_2 = 250\,\text{V}$ dar. In diesem Arbeitspunkt betragen die berechneten Proximity-Verluste der Sekundärseite unter Berücksichtigung der Oberschwingungen 37,98 W. Ohne Berücksichtigung der Oberschwingungen wären es nur 18,12 W. Zwar sind die Amplituden der Oberschwingungen im Verhältnis zur Grundschwingung gering, jedoch tragen sie erheblich zu den Proximity-Verlusten bei, da diese frequenzabhängig sind.

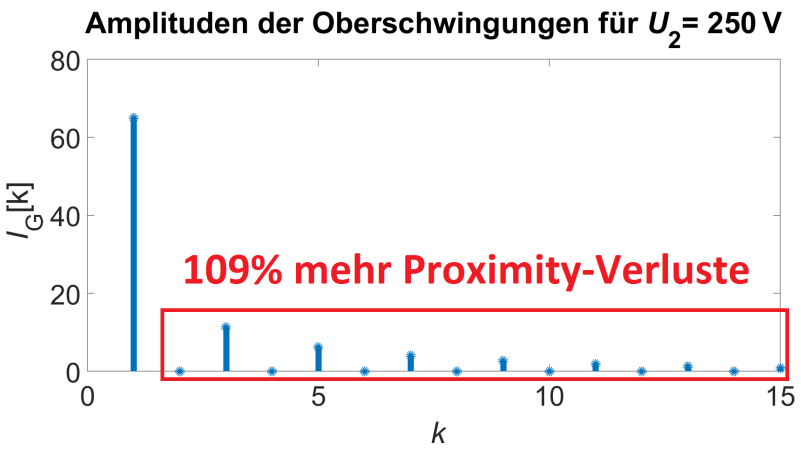
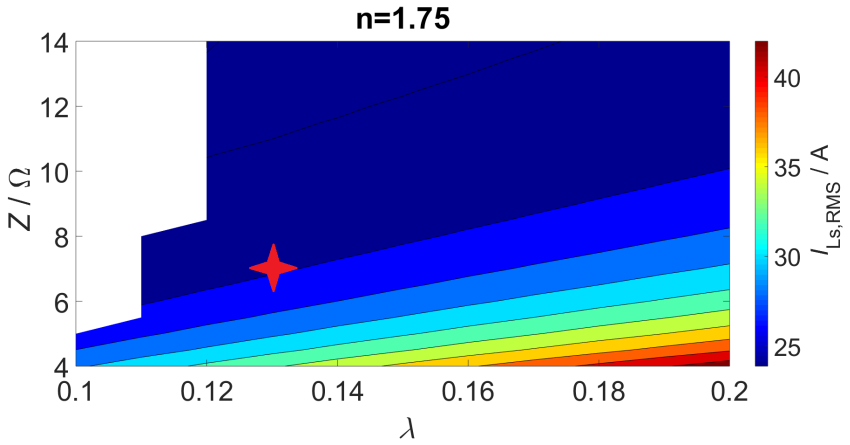


Abbildung 12: Amplituden der Grund- und Oberschwingungen der Sekundärstroms I_G.

4 AUSLEGUNG DES LLC-RESONANZWANDLERS

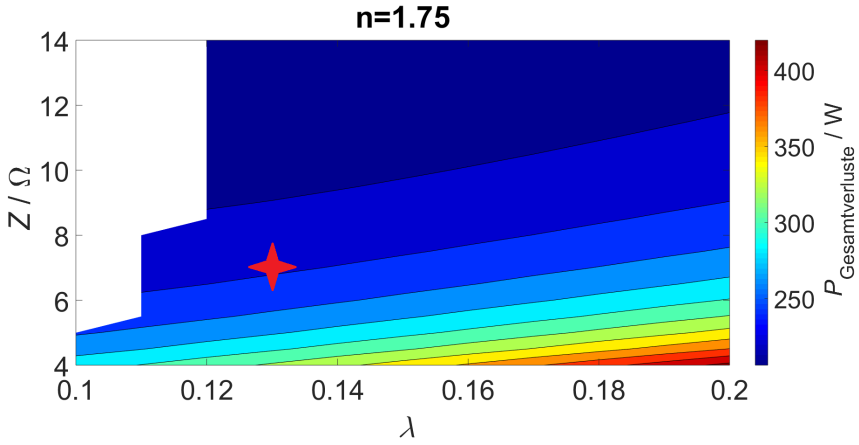
Im Kapitel 3 wurden Gleichungen für die Verlustmechanismen in den Bauelementen des LLC-Resonanzwandlers bestimmt. In diesem Kapitel werden die optimalen Parameter f_0, Z, λ und n des LLC-Resonanzwandlers ermittelt. Das optimale physikalische Wicklungsverhältnis des Transformators und die Anzahl der verseilten Litzen werden ebenfalls bestimmt. Vor allem die mittleren Verluste sollen minimiert werden. Zugleich müssen die thermischen Grenzwerte aller Bauelemente in allen Arbeitspunkte berücksichtigt werden.
Die Abbildung 13 und Abbildung 14 stellen den Effektivwert des Primärstroms $I_{\mathrm{Ls,RMS}}$ und die mittlere Gesamtverluste $\overline{P_{Ges}}$ des LLC-Resonanzwandlers über den gesamten Ladevorgang dar. Zur Erstellung dieser Abbildungen werden die Stromverläufe und Schaltfrequenzen für 9 Arbeitspunkte und verschiedene Werte für Z und λ durchgeführt. Hierfür sind 2079 Zeitbereichsanalysen erforderlich, da Z in $0,5\,\Omega$-Schritten λ in 0,01-Schritten aufgelöst wird. Die Ausgangsspannung varriert für jede mögliche Auslegung von $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ bis $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ in $25\,\mathrm{V}$-Schritten. Eine höhere Auflösung ist prinzipiell möglich, erhöht jedoch die Rechenzeit von einem auf mehrere Tage. Zusätzlich muss auch n variiert werden, sodass die Anzahl der Zeitbereichsanalysen und somit die erforderliche Rechenzeit zur Bestimmung der optimalen Parameter des LLC-Resonanzwandlers weiter zunimmt. Die Variation von f_0 erfordert keine weiteren Zeitbereichsanalysen, da die Verläufe der Ströme innerhalb einer Periode nicht von f_0 abhängen.
Aus den Stromverläufen und Schaltfrequenzen wird sowohl der Effektivwert des Primärstroms $I_{\mathrm{Ls,RMS}}$, als auch die mittleren Gesamtverluste $\overline{P_{Ges}}$ ermittelt. Dazu werden zunächst die im vorherigen Kapitel beschriebenen Verlustmodelle angewendet, um Verluste des Transformators, Wechselrichters, Kondensators und Gleichrichters in Abhängigkeit von Z und λ zu bestimmen. Die Anwendung des Verlustmodells auf 2079 Zeitbereichsanalysen nimmt nur wenige Minuten in Anspruch.
Die Abbildung 15 stellt zur Veranschaulichung die Verluste des Transformators dar. Die Ergebnisse werden linear interpoliert, sodass auch für Zwischenwerte eine Näherung gegeben ist.
Der rot markierte Punkt stellt die favorisierte Auslegung dar und in den folgenden Unterkapiteln wird die Wahl von f_0, Z, λ und n erläutert.
Anschließend wird die favorisierte Auslegung genauer untersucht und die Zeitbereichsanalyse sowie das Verlustmodell werden nicht

mehr für 9, sondern für 21 Arbeitspunkte angewendet, da bei der Vermessung des Demonstrators ebenfalls die gleichen 21 Arbeitspunkte angefahren werden.



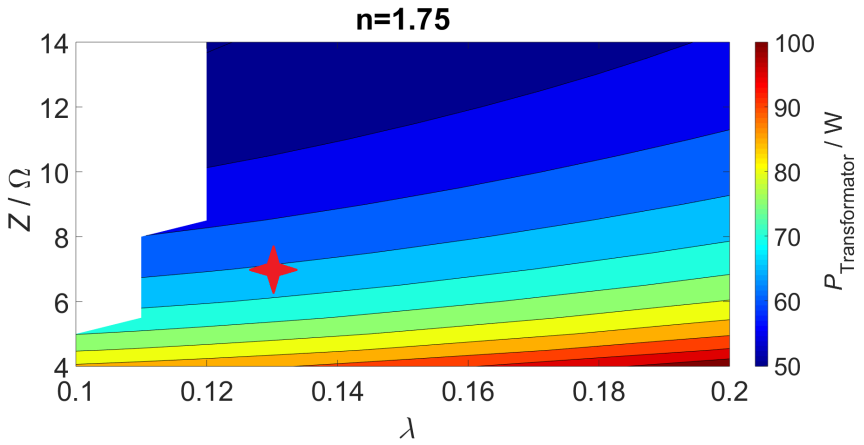
Der mittlere Primärstrom $I_{Ls,RMS}$ nimmt mit zunehmenden Z ab.

Abbildung 13: Effektivwert des Primärstroms $I_{\mathrm{Ls,RMS}}$ in Abhängigkeit von Z und λ.



Die Gesamtverluste $\overline{P_{Ges}}$ nehmen mit zunehmenden Z ab.

Abbildung 14: Gesamtverluste $\overline{P_{Ges}}$ in Abhängigkeit von Z und λ.



Es werden die Verluste des Transformators, Wechselrichters, Resonanzkondensators und Gleichrichters berechnet, um die Gesamtverluste $\overline{P_{Ges}}$ zu bestimmen.

Abbildung 15: Transformatorverluste $\overline{P_{Tr}}$ in Abhängigkeit von Z und λ.

4.1 WAHL VON λ

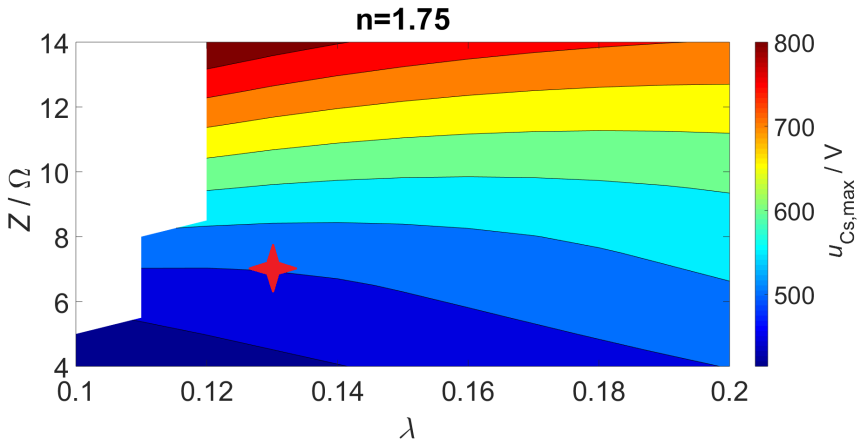
Aus den Abbildung 13 und Abbildung 14 geht hervor, dass der Effektivwert des Primärstroms $I_{\mathrm{Ls,RMS}}$ mit abnehmenden λ abnimmt. Dadurch sinken auch die mittleren Gesamtverluste $\overline{P_{Ges}}$. Aus diesem Grund wird ein niedriger Wert von $\lambda = 0,13$ gewählt, sodass die Verluste minimiert werden.
Der weiße Bereich in den Abbildungen stellt Auslegungen des LLC-Resonanzwandlers dar für die die notwendige Eingangsleistung von 11 kW nicht in allen Arbeitspunkten erreicht werden kann. Ein noch niedrigerer Wert für λ kann aufgrund von Bauteiltoleranzen die Leistung von 11 kW möglicherweise nicht mehr erzielt, sofern die Streuinduktivität L_S einen zu geringen Wert aufweist.

4.2 WAHL VON Z

Aus der Abbildung 14 geht hervor, dass die mittleren Gesamtverluste $\overline{P_{Ges}}$ mit zunehmenden Z abnehmen. Zugleich nimmt die Kondensatorspitzenspannung $\hat{u}_{Cs}$ zu, die in Abbildung 16 dargestellt ist. Die maximale zulässige Spannung des verwendeten Resonanzkreiskondensators C_S für eine Schaltfrequenz von $f_s = 100\,\mathrm{kHz}$ beträgt näherungsweise $\hat{u}_{Cs} = 565\,\mathrm{V}$ [6]. Aus diesem Grund wird $Z = 6,89\,\Omega$ gewählt, sodass die Kondensatorspitzenspannung $\hat{u}_{Cs} = 500\,\mathrm{V}$ beträgt. Dadurch können auch geringfügige Bauteiltoleranzen nicht zu einem Überschreiten des maximal zulässigen Spannung führen.

4.3 WAHL VON f_0

Die zulässige Kondensatorspitzenspannung $\hat{u}_{Cs}$ nimmt mit zunehmender Schaltfrequenz ab [6]. Aus diesem Grund wird $f_0 = 175\,\mathrm{kHz}$



Die Kondensatorspitzenspannung $\hat{u}_{Cs}$ nimmt mit zunehmenden Z zu.

Abbildung 16: Kondensatorspitzenspannung $\hat{u}_{Cs}$ in Abhängigkeit von Z und λ.

gewählt, sodass für die maximale Ausgangsspannung $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ die Schaltfrequenz $f_s = 98\,\mathrm{kHz}$ beträgt. In diesem Arbeitspunkt wird die Kondensatorspitzenspannung $\hat{u}_{Cs} = 500\,\mathrm{V}$ erreicht. Es ist simulativ möglich f_0 so anzupassen, sodass in diesem Arbeitpunkt die Schaltfrequenz exakt 100 kHz beträgt.
Im praktischen Aufbau weist jeder Kondensator eine Kapazität von 22 nF auf, sodass die Wahl der Resonanzkreiskapazität C_S aufgrund der Reihenschaltung von 2 Kondensatorbatterien in 11nF-Schritten erfolgen muss. Für $f_0 = 175\,\mathrm{kHz}$ beträgt $C_S = 132\,\mathrm{nF}$ und ist somit mit den verwendeten Kondensatoren realisierbar.
Die Verluste aller Bauelemente sind frequenzabhängig und zugleich sind die Effektivwerte der Ströme von f_0 unabhängig. Durch eine Reduktion von f_0 ist es möglich die Schaltverluste des Wechselrichters und die Proximity-Verluste des Transformators zu reduzieren. Zugleich nehmen die Kernverluste des Transformators zu, sofern alle anderen Parameter unverändert bleiben.
Ausgehend vom entwickelten Verlustmodell können die Gesamtverluste bei einer Wahl von $f_0 = 160\,\mathrm{kHz}$ um wenige Watt reduziert werden. Dennoch wird die Resonanzkreisfrequenz von $f_0 = 175\,\mathrm{kHz}$ beibehalten, da ihre Reduktion zu einer zu einer größeren Resonanzkreiskapazität und somit zu einem größeren Bauvolumen des Resonanzkreiskondensators führt.

4.4 WAHL VON n

In der Auslegung mit dem DCM-Betriebsmodus über den gesamten Arbeitsbereich wird n so gewählt, sodass in allen Arbeitpunkten das ZCS der Gleichrichterdioden gegeben ist. Dadurch ist für die minimale Ausgangsspannung von $U_2 = 250\mathrm{V}$ der Resonanzfall gegeben. Dies wird für $n = 2,21$ erreicht. Nun werden in dieser Arbeit Gleichrich-

terdioden verwendet, die keine höhere Schaltverluste für den CCM-Betriebsmodus aufweisen [11]. Aus diesem Grund ist das ZCS nicht in allen Arbeitspunkten erforderlich, sodass eine Auslegung gewählt werden kann für die einige Arbeitspunkte im CCM-Betriebsmodus angefahren werden.
Mit zunehmender Ausgangsspannung nimmt der Resonanzkreisstrom I_{Ls} und somit die Verluste zu. Für $n = 2,21$ beträgt der Effektivwert des Primärstroms $I_{\mathrm{Ls,RMS}} = 32,48\,\mathrm{A}$. Mit der Wahl von $n = 1,65$ kann der Effektivwert des Primärstroms auf $I_{\mathrm{Ls,RMS}} = 25,04\,\mathrm{A}$ reduziert werden. Zusätzlich beträgt die Kondensatorspitzenspannung $\hat{U}_{Cs} = 750\,\mathrm{V}$ sofern $n = 2,21$ gewählt wird. Dadurch ist eine Reihenschaltung von 3 Kondensatorbatterien erforderlich, sodass das Bauvolumen des Kondensators um den Faktor 2,25 zunimmt.

Für $n = 1,65$ ist $I_{Ls,RMS}$ minimal.

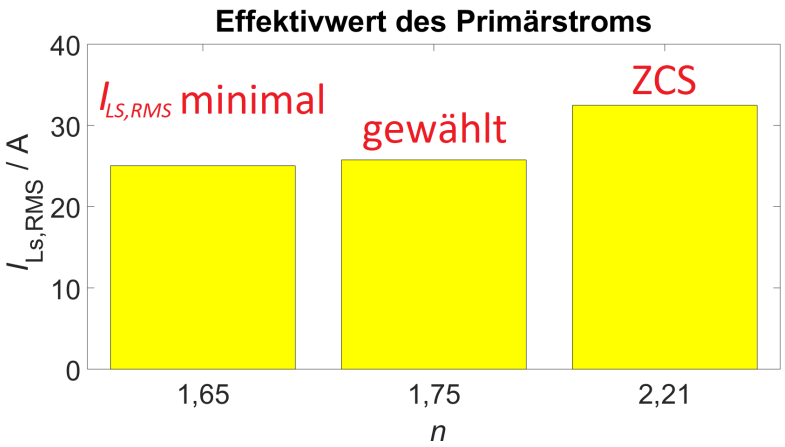


Abbildung 17: Effektivwert des Primärstroms $I_{\mathrm{Ls,RMS}}$ in Abhängigkeit von n.

Durch die Minimierung des Effektivwert des Primärstroms $I_{\mathrm{Ls,RMS}}$ und der mittleren Gesamtverluste werden auch die Wechselrichterverluste im Großteil der Arbeitspunkte minimiert. Jedoch betragen die berechneten Wechselrichterverluste bei der minimalen Batteriespannung $P_{\mathrm{Wechsel}} = 130,15\,\mathrm{W}$, sofern $n = 1,65$ gewählt wird. Um die maximale thermische Belastung der MOSFETs des Wechselrichters zu reduzieren, wird $n = 1,75$ gewählt, sodass die maximalen erzielten Wechselrichterverluste auf näherungsweise $P_{\mathrm{Wechsel}} = 117,24\,\mathrm{W}$ reduziert werden.
Die Abhängigkeit des Wechselrichterverluste von n und der Batteriespannung U_2 wird in Abbildung 18 dargestellt. Auch diese Abbildung zeigt, dass die DCM-Auslegung mit $n = 2,21$ und dem Nullstromschalten in allen Arbeitspunkten in diesem Aufbau nicht sinnvoll ist, da die Wechselrichterverluste für eine hohe Batteriespannung von $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ näherungsweise $P_{\mathrm{Wechsel}} = 156,08\,\mathrm{W}$ betragen. Diese ist um fast 40 W höher als in der verwendeten Auslegung.
Zwar ist es prinzipiell möglich n noch weiter zu erhöhen, sodass die

maximalen Wechselrichterverluste noch weiter reduziert werden. Die Zeitbereichsanalysen zeigen, dass dadurch der $I_{\mathrm{Ls,RMS}}$ stark ansteigt und somit eine geringfügige Reduzierung der Wechselrichterverluste zu einem großen Anstieg der mittleren Verluste führt. Aus diesem Grund wird die Wahl von $n = 1,75$ beibehalten.

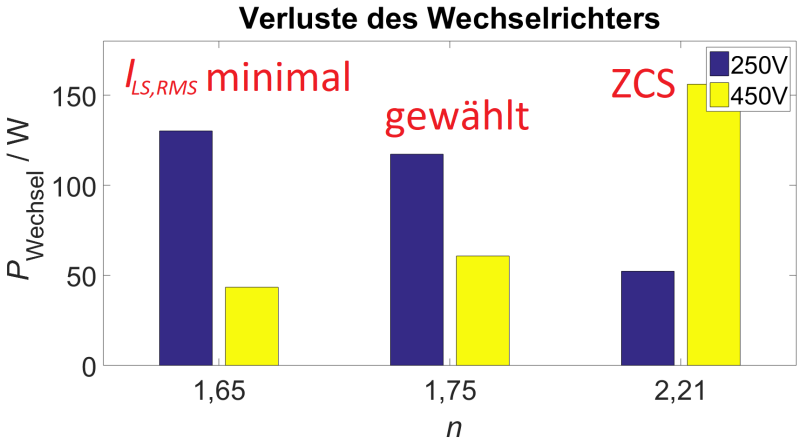


Abbildung 18: Wechselrichterverluste P_{Wechsel} in Abhängigkeit von n und U_2.

Für $n = 1,75$ werden die maximalen Wechselrichterverluste von näherungsweise 130 W auf 117 W reduziert.

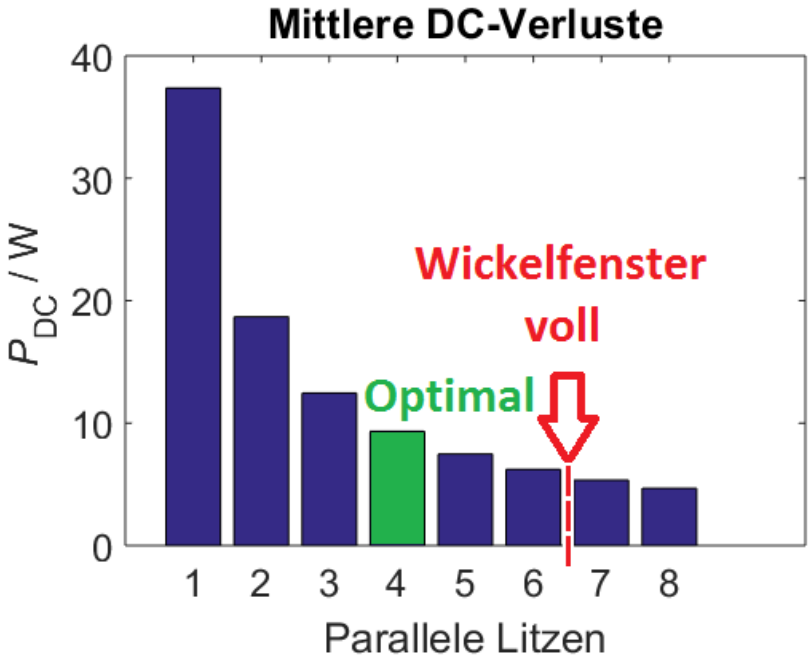
4.5 WAHL DER LITZEN

Aus der Gleichung zur Berechnung der Proximity-Verluste in 24 geht hervor, dass der Durchmesser der einzelnen Adern großen Einfluss auf die Proximity-Verluste hat. Es stehen 105x0,1mm und 200x0,071mm Litzen zur Verfügung.
Beide Litzen weisen den gleichen Gesamtdurchmesser auf. Aufgrund des etwas geringeren Kupferquerschnitts sind die DC-Verluste der 200x0,071mm Litze um 5% höher. Jedoch sind die Proximity-Verluste der 200x0,071mm Litze um 52,4% geringer, da der Aderdurchmesser geringer ist.
Diese Reduktion der Proximity-Verluste ist unabhängig von der Auslegung des Transformators und dem betrachteten Arbeitspunkt. Aufgrund der FEM-Simulation und Erfahrungen aus eines vorhergegangenen Masterarbeit [5] können die Proximity-Verluste größer als die DC-Verluste sein. Aus diesem Grund wird die 200x0,071mm Litze verwendet.

4.6 ANZAHL DER PARALLELEN LITZEN

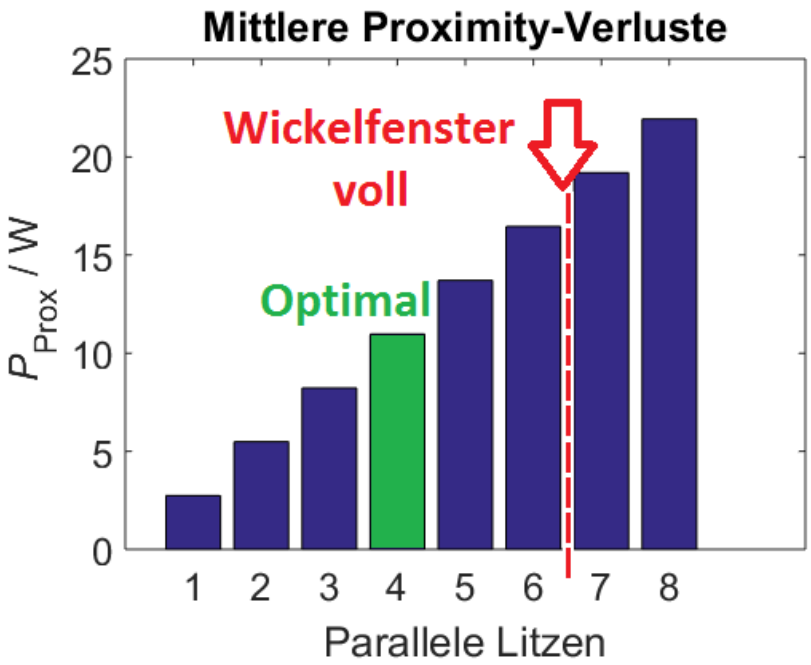
Die Kupferverluste des Transformators hängen nicht nur von der Wahl der verwendeten Litze ab, sondern auch von der Anzahl der parallel geschalteten Litzen. Die Abbildung 19 stellt die mittleren DC-Verluste der Primärseite in Abhängigkeit der Anzahl der parallel

geschalteten Litzen dar. Jedoch nehmen die Proximity-Verluste mit der zunehmender Anzahl an Litzen zu, da mehr Adern vom H-Feld durchdrungen werden. Dies ist in Abbildung Abbildung 20 dargestellt. Die Kupferverluste sind die Summe aus DC- und Proximity-Verlusten und diese sind in Abbildung 21 dargestellt. Aus ihr geht hervor, dass mit einer zunehmender Anzahl die Gesamtverluste nicht immer sinken [4].
Für jeden Arbeitspunkt wurden die DC- und Proximity-Verluste in Abhängigkeit der Anzahl der Litzen berechnet. Aus der Gleichung 24 geht hervor, dass die Proximity-Verluste frequenzabhängig sind. Vor allem die Arbeitspunkte bei einer niedrigen Batteriespannung weisen eine hohe Schaltfrequenz und Oberschwingungsgehalt auf, die zu entsprechend hohen Proximity-Verlusten führen. Zugleich weisen die Arbeitspunkte bei einer hohen Batteriespannung aufgrund der niedrigen Schaltfrequenz, geringe Proximtiy-Verluste auf. Für 4 parallele Litzen sind die mittleren Verluste der Primärseite minimal und betragen näherungsweise 20 W. Durch die Wahl von 4 parallelgeschalteten Litzen in den Primärwicklungen werden die Verluste nicht für einen ausgewählten Arbeitspunkt minimiert, sondern die mittleren Verluste aller Arbeitspunkte. Zusätzlich wird dadurch das Wickelfenster nicht vollständig ausgefüllt, da bei einem physikalischen Wicklungsverhältnis $N_P = \frac{13}{7}$, 6 verseilte Litzen für beide Seite das Wickelfenster exakt ausfüllen.
Nach dem gleichen Vorgehen wurde für die Sekundärseite die optimale Litzenanzahl von 5 berechnet. Dies ist auf den höheren Sekundärstrom zurückzuführen, der zu entsprechen höheren DC-Verlusten in den Sekundärwicklungen führt. Zugleich werden die Sekundärwicklungen vom nahezu dem gleichen H-Feld durchdrungen. Da die verwendete Seilmaschine nur 4,6 oder 8 Litzen verseilen kann, werden für die Sekundärwicklung 6 Litzen verwendet, da die Verluste der Sekundärseite für 6 Litzen geringer als für 4 ist.



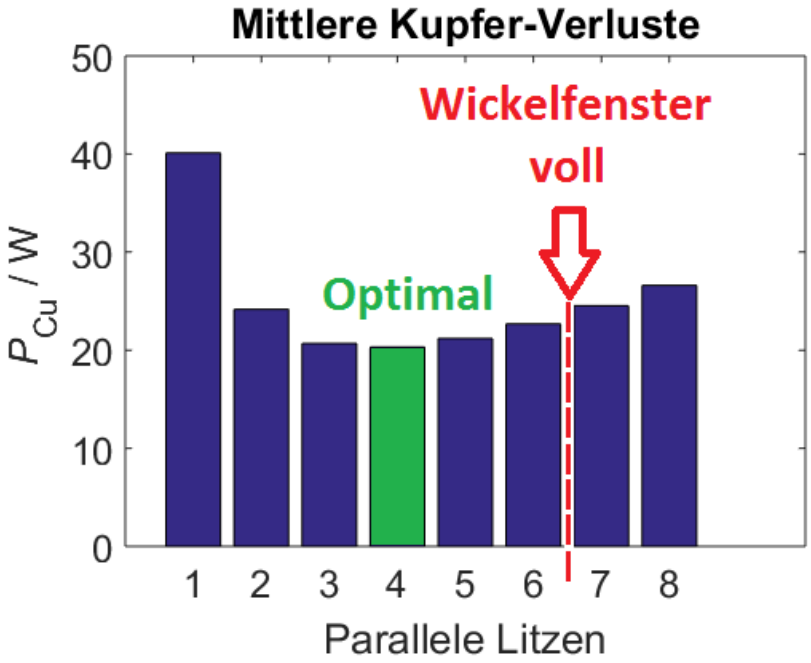
Mit zunehmender Anzahl der Litzen sinken die DC-Verluste.

Abbildung 19: DC-Verluste der Primärseite in Abhängigkeit der parallel geschalteten Litzen.



Mit zunehmender Anzahl der Litzen steigen die Proximity-Verluste.

Abbildung 20: Proximity-Verluste der Primärseite in Abhängigkeit der parallel geschalteten Litzen.



Für 4 parallele Litzen sind die Kupferverluste minimal.

Abbildung 21: Kupferverluste der Primärseite in Abhängigkeit der parallel geschalteten Litzen.

4.7 VERSEILUNG DER LITZEN

Sowohl der Primärstrom als auch der Sekundärstrom fließen durch den Transformator. Um die DC-Verluste zu reduzieren können mehrere Litzen parallelgeschaltet werden. Jede stromdurchflossene Ader dieser Litzen verursacht ein H-Feld und das resultierende H-Feld von 6 parallel geschalteten Litzen, die von einem Strom durchflossen werden, wird in Abbildung 22 dargestellt. Das H-Feld ist am Rand des Litzebündels maximal. In der FEM-Simulation wird angenommen, dass im Fall der idealen Verseilens, die Stromstärke in jeder Ader identisch ist, da diese hinreichend oft ihre Positionen tauschen. Für das einfache Parallelschalten wird angenommen, da die Adern ihre Position stehts beibehalten, so dass es zu einer Stromverdrängung kommt.
Bei einer einfachen Parallelschaltung der Litzen kommt es zu einer Stromverdrängung, sodass die Stromdichte in den äußeren Adern deutlich höher als in den inneren Adern ist. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Adern ihre Position innerhalb des Litzebündels nicht ändern. Aufgrund der inhomogenen Stromdichteverteilung sind die Kupferverluste mit $P_{\mathrm{Cu,worst}} \approx 44,7\,\mathrm{W}$ sehr hoch.
Um dem entgegenzuwirken sollten die Adern des Litzebündels ihre Position hinreichend oft tauschen, sodass jede Adern jede Position hinreichend gleich häufig einnimmt [3]. Dadurch ist die Stromstärke in jeder einzelnen Ader näherungsweise gleich. Bei einer einfachen Parallelschaltung der Litzen entsprechen die Kupferverluste näherungsweise den Kupferverlusten eines Volldrahtes [3], die aufgrund des Skin-Effekts hoch sind.
Die resultierende Stromdichte für das einfache Parallelschalten und das ideale verseilen der Litzen ist in Abbildung 23 dargestellt.
Zwar kommt es auch im Fall des idealen verseilens zu einer Stromverdrängung innerhalb der äußeren Adern, jedoch ist in diesem Fall die Stromdichte der äußeren Adern deutlich geringer als im Fall des einfachen Parallelschaltens. Dadurch betragen die Kupferverluste nur noch $P_{\mathrm{Cu,ideal}} \approx 9,7\,\mathrm{W}$.
Aufgrund der begrenzten verfügbaren Rechenleistung wird nur ein einzelnes Litzebündel betrachtet. Jedoch verdeutlichen die berechneten Kupferverluste, dass eine verseilung der Litzen die Kupferverluste signifikant reduziert kann, ohne dass es Auswirkungen auf die Parameter des LLC-Resonanzwandlers, die Kernverluste oder das Bauvolumen aufweist. Durch die Verseilung wird das Volumen des Litzenbündels sogar reduziert, sodass im praktischen Aufbau noch ein Teil des Wickelfensters nicht ausgefüllt ist.

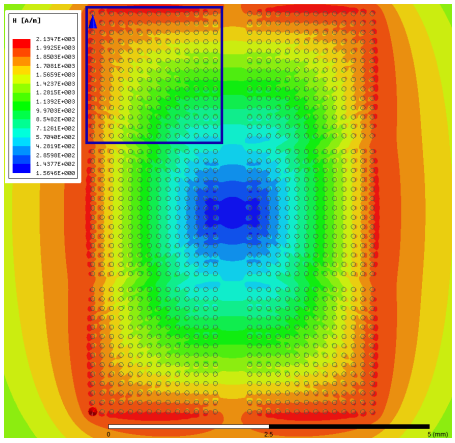


Abbildung 22: Verlauf des H-Feldes von 6 parallel geschalteten Litzen [8].

Das H-Feld ist am Rand maximal und verursacht Proximity-Verluste.

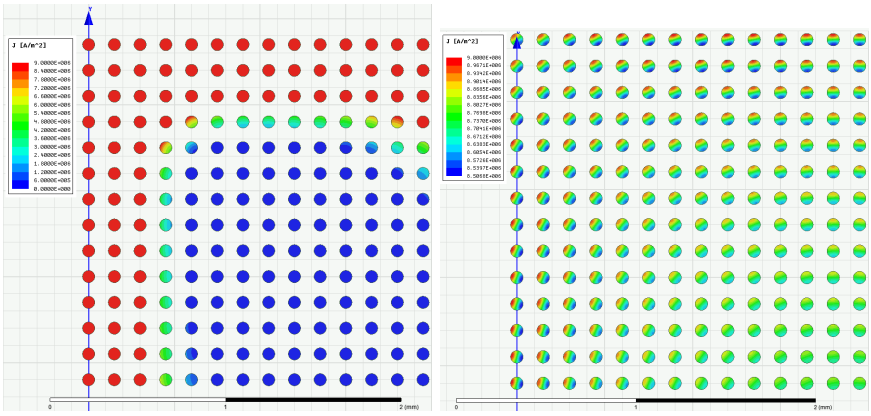


Abbildung 23: Verlauf der Stromdichte der betrachteten Litze für einfaches Parallelschalten und ideales Verseilen [8].

Die Kupferverluste für einfaches Parallelschalten betragen $P_{Cu,worst} \approx 44,7\,W$. Für ideales Verseilen nur $P_{Cu,ideal} \approx 9,7\,W$.

4.8 AUFTEILUNG DER VERLUSTE

Die Abbildung 24 stellt die erwarteten Verluste des LLC-Konverters in Abhängigkeit der Ausgangsspannung dar. Es ist auffällig, dass die Verluste bei der Resonanzfrequenz, die für eine Ausgangsspannung von $U_2 = 315\,V$ gegeben ist, minimal sind. In diesem Arbeitspunkt ist sowohl der Primär- als auch der Sekundärstrom nahezu sinusförmig. Dadurch ist sowohl der Effektivwert als auch der parasitäre Oberschwingungsgehalt des Primärstroms in diesem Arbeitspunkt gering. Dies resultiert in geringeren Verlusten im Wechselrichter und Transformator. Die Zeitbereichsanalyse ist in Abbildung 27 dargestellt.

Für Arbeitspunkte, die sich in zunehmenden Abstand vom Resonanzfall befinden, nimmt sowohl der Effektivwert, als auch der parasitäre Oberschwingungsgehalt des Primärstroms zu. Dies führt vor allem im Bereich niedriger Ausgangsspannungen wie $U_2 = 250\,V$ zu hohen Verlusten, da die erwartete Schaltfrequenz auf bis zu $f_s = 267,94\,kHz$ ansteigt und hohe Schaltverluste des Wechselrichters und

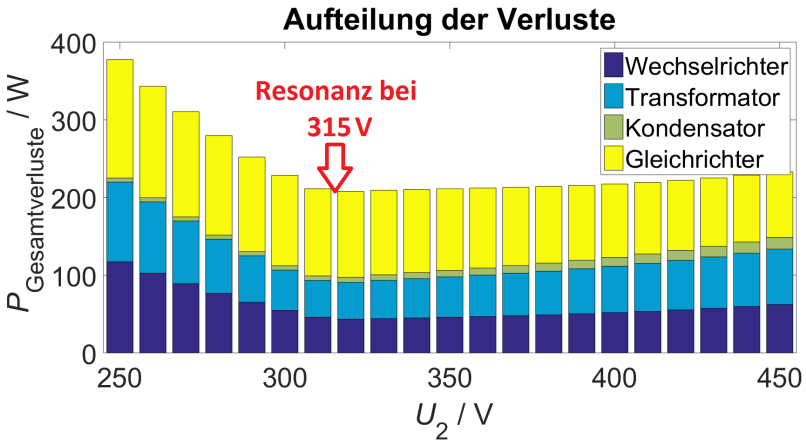


Abbildung 24: Aufteilung der Verluste in Abhängigkeit von U_2. Die berechneten Verluste befinden sich im Anhang A in der Tabelle 3.

Die mittleren erwarteten Verluste betragen $\overline{P_V} \approx 236,75\,W$ und der berechnete mittlere Wirkungsgrad $\overline{\eta} = 97,85\%$.

Proximity-Verluste des Transformators verursacht. Die Zeitbereichsanalyse für $U_2 = 250\,V$ ist in Abbildung 25 dargestellt.
Zwar nimmt der Effektivwert des Primärstroms auch mit zunehmender Ausgangsspannung zu, jedoch beträgt die berechnete Schaltfrequenz für eine Ausgangsspannung von $U_2 = 450\,V$ nur $f_s = 98,17\,kHz$. Dadurch sinken die Proximity-Verluste des Transformators erheblich, sodass die Verluste durch den erhöhten Effektivwert des Primärstroms teilweise kompensiert werden.
Um die Verluste für Zwischenwerte der Ausgangsspannung zu ermitteln, wird die Spline-Interpolation auf die berechneten Verluste der einzelnen Bauelemente in Abbildung 24 angewendet. Dadurch sollen die auftretenden Verluste beim gleichmäßigen Laden einer Batterie von $U_2 = 250$ V auf $U_2 = 450\,V$ ermittlet werden, da die Ausgangsspannung der Batterie kontinuierlich ist.
Den größten Anteil der mittleren Verluste stellt der Gleichrichter mit $45,55\%$ dar. Der Anteil des Transformators an den mittleren Verlusten beträgt $25,94\%$. Die Verluste des Wechselrichters betragen $24,76\%$ und des Kondensators nur $3,75\%$.
Die mittleren Gesamtverluste betragen $\overline{P_{Ges}} \approx 236,75$ W. Bei einer berechneten Eingangsleistung von 11 kW entspricht dies einem mittleren Wirkungsgrad von $97,85\%$.

4.8.1 *Zeitbereichsanalyse für ausgewählte Arbeitspunkte*

Die minimale und maximale Batterieladespannungen $U_2 = 250\,V$ und $U_2 = 450\,V$ sind von besonderem Interesse, da jeder beschriebene Verlustmechanismus in einem dieser beiden Arbeitpunkte maximal ist. Aus diesem Grund sind die Zeitbereichsanalysen für diese Arbeitspunkte in den Abbildung 25 und Abbildung 26 dargestellt.
Auch für die minimale Ausgangsspannung von $U_2 = 250\,V$ muss die

Eingangsleistung 11 kW betragen, sodass der Effektivwert der Sekundärstroms I_G maximal ist, der durch den Gleichrichter fließt. Dadurch nehmen die Gleichrichterverluste stets mit abnehmender Ausgangsspannung U_2 zu. Dies ist in der Abbildung 24 dargestellt. Zusätzlich ist der Effektivwert des Primärstroms mit $I_{Ls} = 28,6\,A$ maximal, sodass dieser Arbeitspunkt die höchsten Gesamtverluste aufweist.
Für die maximale Ausgangsspannung von $U_2 = 450\,V$ sind die Kernverluste aufgrund des Magnetisierungsstroms maximal. Zusätzlich geht aus Abbildung 26 hervor, dass die Kondensatorspitzenspannung mit $\hat{u}_{Cs} = 500\,V$ maximal ist.
Die Parameter des LLC-Resonanzwandlers wurden so gewählt, dass für $U_2 = 315\,V$ der Resonanzfall gegeben ist. In diesem Arbeitspunkt ist der Effektivwert des Primärstroms minimal ist beträgt $I_{Ls} = 24,2\,A$ und weist aufgrund des fast sinusförmigen Verlaufs nur einen geringen Oberschwingungsgehalt auf. Dadurch sind die Proximity-Verluste gering, da aufgrund von Oberschwingungen, die Proximity-Verluste um bis zu 109% zunehmen können.
Zusätzlich sind die Schaltverluste des Wechselrichters gering, da der Primärstrom zum Ausschaltzeitpunkt der MOSFETs $i_{Ls,Schalt}$ weniger als 20 A beträgt. Dadurch sind die Schaltverluste des Wechselrichters im Resonanzfall deutlich geringer als für die Batteriespannungen $U_2 = 250\,V$ und $U_2 = 450\,V$, da für diese Arbeitspunkte der geschaltete Strom $i_{Ls,Schalt}$ näherungsweise 40 A beträgt.

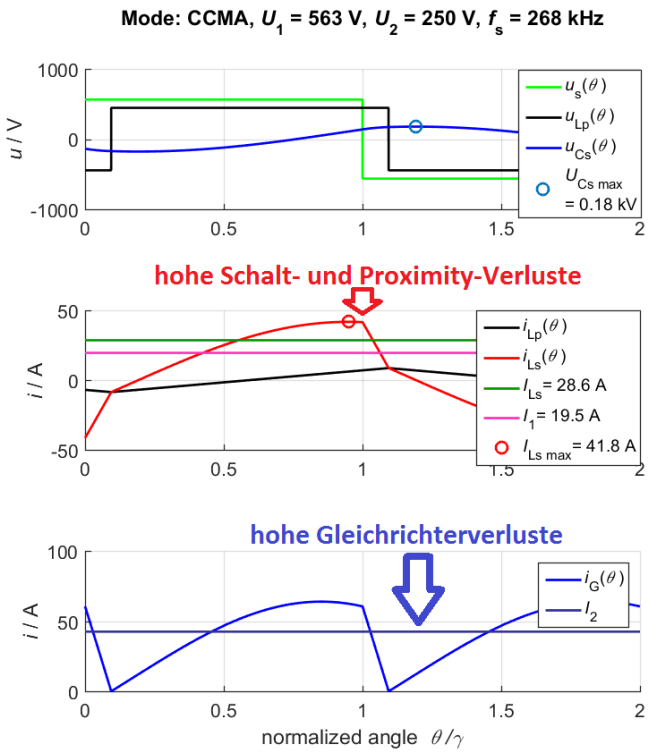


Abbildung 25: ZBA für $U_2 = 250\,V$.

Die Effektivwerte der Ströme, ihr Oberschwingungsgehalt und Schaltfrequenz f_s sind für $U_2 = 250\,V$ maximal. Es resultieren hohe DC-,Proximity- und Schaltverluste.

Für $U_2 = 450\,V$ sind die Kernverluste und die Kondensatorspitzenspannung maximal. Die Gleichrichterverluste sind gering.

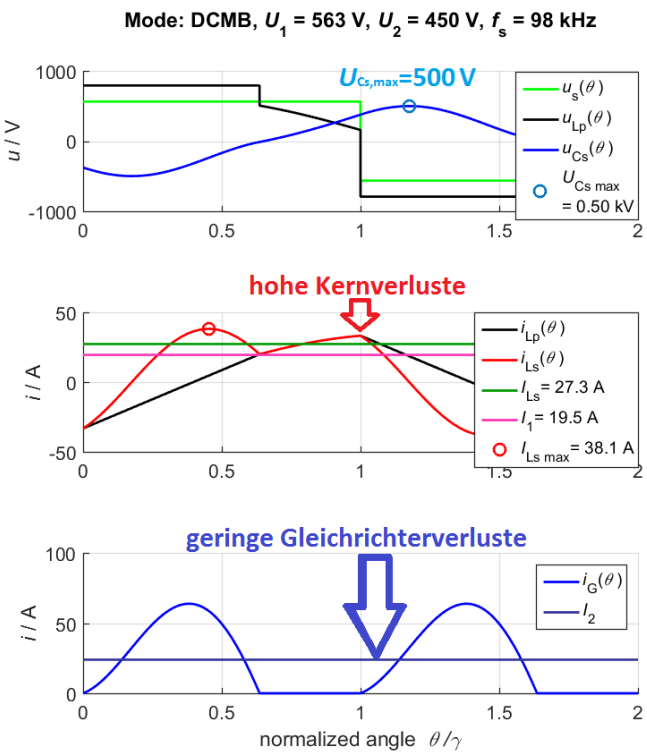


Abbildung 26: ZBA für $U_2 = 450\,\mathrm{V}$.

Für den Resonanzfall sind die Verluste minimal, da sowohl der Effektivwert als auch der Oberschwingungsgehalt der Primärstroms minimal ist.

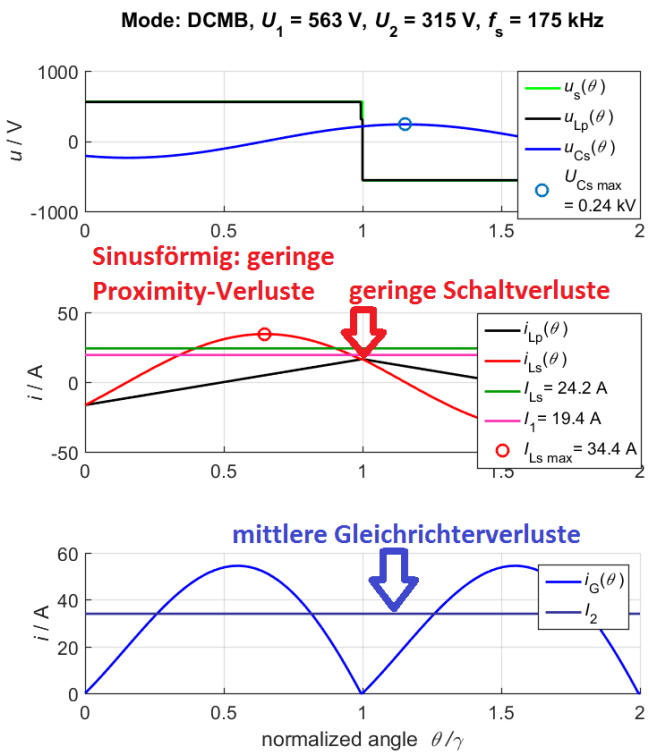


Abbildung 27: ZBA für $U_2 = 315\,\mathrm{V}$.

4.8.2 *Aufteilung der Verluste im Transformator*

Die mittleren Verluste des Transformators betragen näherungsweise $61,41\,\mathrm{W}$ und ihre Aufteilung wird in Abbildung 28 dargestellt.
Die Proximity-Verluste entsprechen näherungsweise den DC-Verlusten, da die Anzahl der verseilten Litzen so gewählt wurde, sodass die Summe aus DC- und Proximity-Verlusten minimal ist. Die geringfügig höheren Proximity-Verluste sind darauf zurückzuführen, dass die Litzenanzahl aufgrund des verwendeten Seilmaschine ein Vielfaches von 2 sein muss und aus diesem Grund werden für die Sekundärseite 6 Litzen verseilt, obwohl die Verluste für 5 Litzen minimal sind.
Es ist grundsätzlich möglich das physikalische Wicklungsverhältnis zu erhöhen, um die Kernverluste zu reduzieren und zugleich aufgrund des längeren Leiters die DC-Verluste zu erhöhen. Der umgekehrte Fall ist ebenfalls möglich.
Jedoch geht aus dieser Abbildung 28 hervor, dass die Kernverluste näherungsweise den DC-Verlusten entsprechen. In diesem Fall ist eine Anpassung des physikalischen Wicklungsverhältnises $N_\mathrm{P} = \frac{13}{7}$ nicht erforderlich, da für eine gleichmäßige Verlustaufteilung innerhalb des Transformators, die Gesamtverluste des Transformators minimal sind [2].
Die Verlustaufteilung ist jedoch stark vom Arbeitspunkt abhängig

und wird in Abbildung 29 dargestellt. Für die minimale Ausgangsspannung von $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ sind die Proximity-Verluste der dominante Verlustmechanismus, da in diesem Arbeitspunkt die Schaltfrequenz maximal ist und die Ströme einen hohen Oberschwingungsanteil aufweisen. Für die maximale Ausgangsspannung von $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ sind die Kernverluste maximal, da die magnetische Flussdichte mit $\hat{B} = 170\,\mathrm{mT}$ maximal ist.

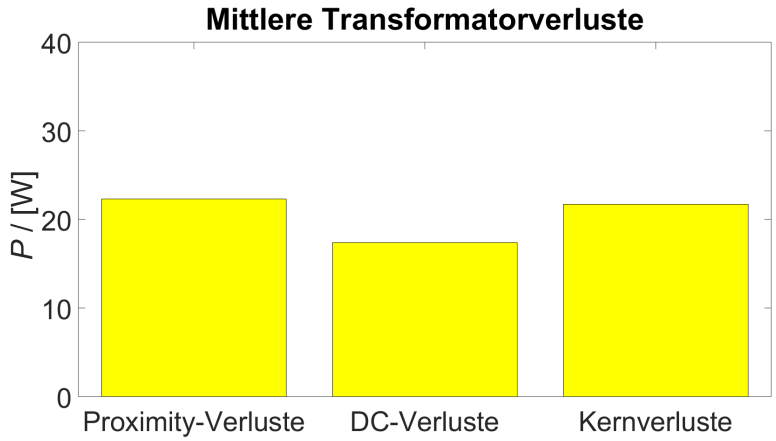
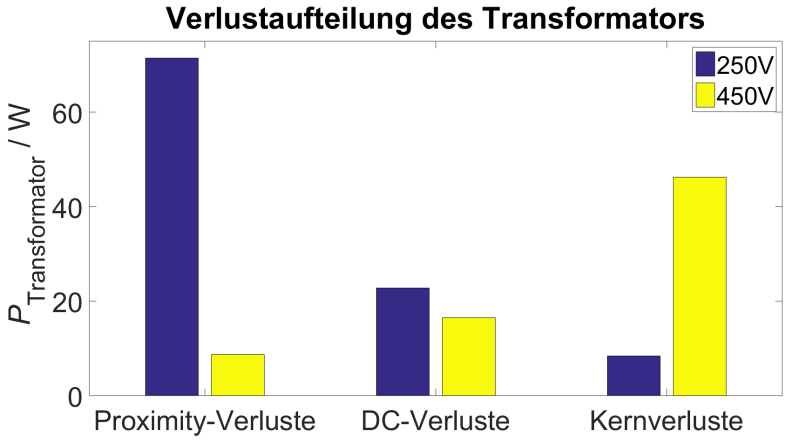


Abbildung 28: Aufteilung der mittleren Verluste innerhalb des Transformators.



Die Verlustaufteilung ist vom Arbeitspunkt abhängig.

Abbildung 29: Aufteilung der Verluste für $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ und $U_2 = 450\,\mathrm{V}$.

5 PRAKTISCHER AUFBAU

Im vorhergegangenen Kapitel werden die Parameter des Resonanzwandlers bestimmt, sodass die Verluste möglichst gering sind. Um das Verlustmodel zu verifizieren wird der Resonanzwandler aufgebaut. Im Folgenden wird auf den Aufbau des Resonanzkreiskondensators, Gleichrichters und Transformators eingegangen.

5.1 AUFBAU DES RESONANZKREISKONDENSATORS

Die Abbildung 30 stellt den aufgebauten Resonanzkreiskondensator dar. Dieser besteht aus B32641B/1000V Kondensatoren, die jeweils eine Kapazität von $C_{\text{Einzeln}} = 22\,\text{nF}$ aufweisen. Zur Reduktion der Kondensatorspitzenspannung werden 2 Reihen von 12 parallelgeschalteten Kondensatoren in Reihe geschaltet. Die berechnete Kapazität beträgt $C_s = 132\,\text{nF}$. Dies entspricht der in Auslegung berechneten Wert. Aufgrund von Bauteiltoleranzen beträgt die gemessene Kapazität des aufgebauten Resonanzkreiskondensators $C_{s,\,\text{Mess}} = 131,44\,\text{nF}$. Diese Kapazität wurde mit dem Agilent 4294A bestimmt.

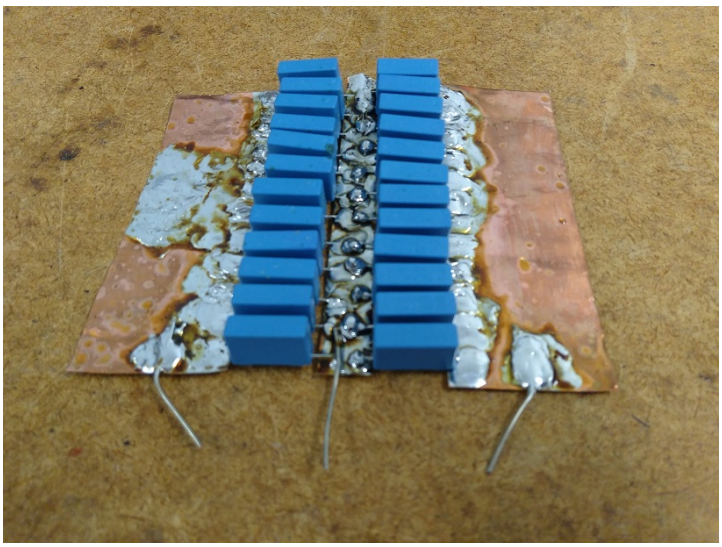


Abbildung 30: Aufgebauter Resonanzkreiskondensator

5.2 AUFBAU DES GLEICHRICHTERS

Der Gleichrichter ist als eine Vollbrücke aufgebaut und die 4 Dioden sind so angeordnet, sodass ihre Beinchen direkt miteinander verlö-

tet werden. Somit wird die Kommutierungsmasche minimiert. Dadurch werden die parasitären Induktivitäten der Gleichrichterdioden reduziert. Zur Glättung der Ausgangsspannung werden 20 parallelgeschaltete Keramikkondensatoren mit jeweils 1 µF eingesetzt. Dieser Aufbau wurde bereits in einer vorhergegangenen Masterarbeit [5] erfolgreich eingesetzt und ist in der Abbildung 31 dargestellt.

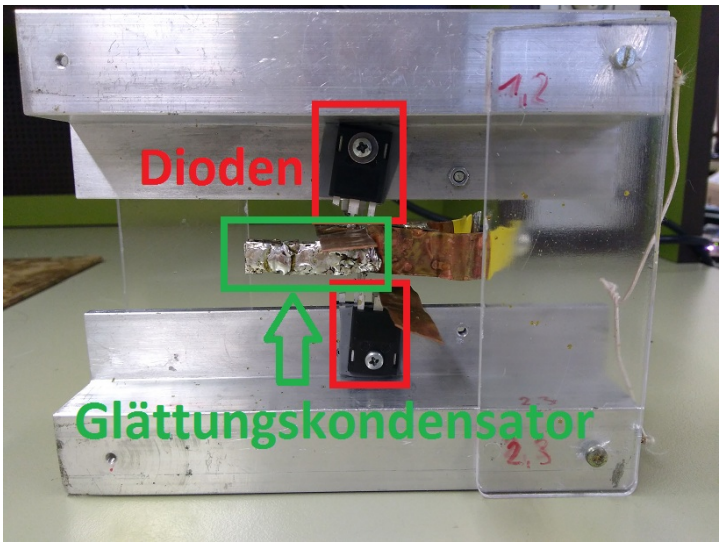


Abbildung 31: Aufgebauter Gleichrichter

5.3 AUFBAU DES TRANSFORMATORS

Die Simulationen zeigen, dass ein Transformator mit einem physikalischen Wicklungsverhältnis zum $N_P = \frac{13}{7}$ die minimalen Verluste aufweist, da dadurch die Summe der Kern- und Kupferverlusten minimiert wird. Die FEM-Simulation zeigt, dass ein Transformator mit einem verteilten Luftspalt geringere Proximity-Verluste aufweist, als mit einem zentralen Luftspalt.
Die Schenkel der verwendeten E80/38/20 Kerne [7] sind bereits herausgeschnitten. Um den verteilten Luftspalt zu realisieren wird zwischen die 5mm dicken Ferritplatten wärmeleitendes Isoliermaterial angebracht.

5.4 MESSUNG DER BAUTEILPARAMETER

Die berechneten und gemessenen Bauteilparameter des Transformators und Kondensators sind in der folgenden Tabelle 1 dargestellt. Sowohl die Parameter des Transformators, als auch des Kondensators wurden mit Agilent 4294A aufgenommen.

Die Abbildung 32 stellt Messvorgang der Induktiviäten dar. Es werden die primäre und sekundäre Selbstinduktivitäten, sowie die pri-

	Berechneter Wert	Gemessener Wert
L_S+L_P	$54,47\,\mu H$	$55,48\,\mu H$
L_S	$6,27\,\mu H$	$6,15\,\mu H$
L_P/n^2	$15,74\,\mu H$	$15,33\,\mu H$
C_s	$132\,nF$	$131,44\,nF$

Tabelle 1: Berechnete und gemessene des Bauteilparameter

märe Streuinduktiviät gemessen. Daraus werden die Bauteilparameter des Resonanzkreises nach den Gleichungen in 31 berechnet. Diese sind in der Tabelle 2 dargestellt.

	Berechneter Wert	Gemessener Wert
f_0	$175,0\,kHz$	$177,0\,kHz$
Z	$6,89\,\Omega$	$6,84\,\Omega$
λ	$0,13$	$0,124$
n	$1,75$	$1,79$

Tabelle 2: Berechnete und gemessene des Bauteilparameter

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \qquad Z = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \qquad \lambda = \frac{L_s}{L_p} \qquad n \tag{31}$$

Um die erforderlichen Parameter zu erzielen, werden die Positionen der Wicklungen des Transformators angepasst. Vor allem die Streuinduktivität L_S ist im hohen Maß von der Lage der Wicklungen abhängig. Die maximale gemessene Streuinduktivität beträgt $L_S = 13,88\,\mu H$ und wird erzielt, sofern sich alle Primärwicklungen im unteren und alle Sekundärwicklungen im oberen Teil des Wickelfensters befinden. Die minimale gemessene Streuinduktivität beträgt $L_S = 2,37\,\mu H$. Diese wird erzielt, sofern alle Primär- und Sekundärwicklungen gleichmäßig über das gesamte Wickelfenster verteilt sind.
Die Lage der Wicklungen wird manuell eingestellt, sodass die berechnete Streuinduktivität näherungsweise erzielt wird. Die Summe der Luftspaltlängen wird ebenfalls manuell eingestellt, sodass die erforderlichen Selbstinduktivitäten der Primär- und Sekundärseite erzielt werden. Dabei entspricht die Summe der Luftspaltlängen nährungs-

weise den berechneten 3,12mm. Aufgrund der 10 verteilten Luftspalte weist der Großteil der Luftspalte eine Länge von 0,25mm auf.

Die exakten Induktivitäten werden über die Luftspalte und Lage der Wicklungen eingestellt."

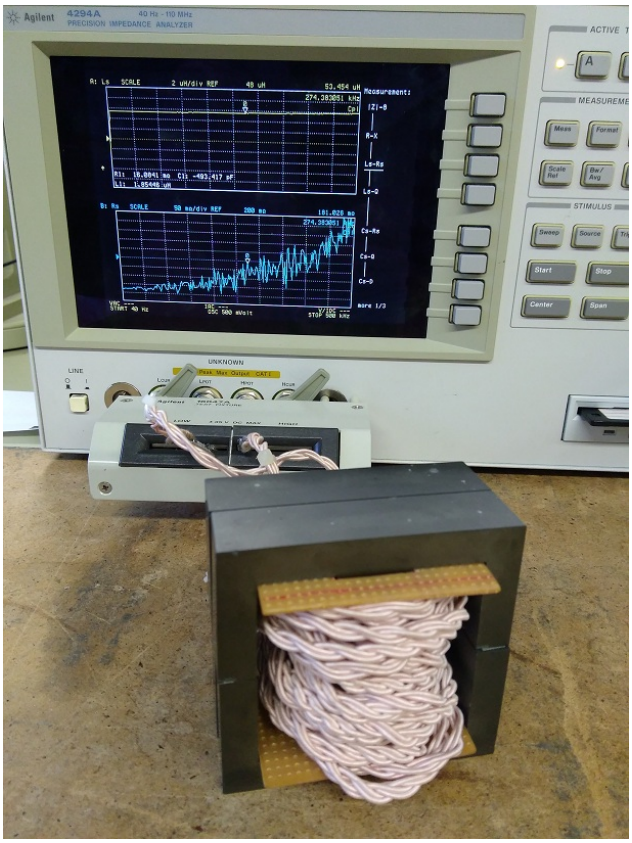


Abbildung 32: Messung der Induktivität.

5.5 REALISIERUNG DER VERSEILUNG DER LITZEN

Die Wicklungen der Primär- als auch die Sekundärseite des Transformators werden aus verseilten Litzen realisiert, da dies den Kupferquerschnitt der Leiter erhöht und somit die DC-Verluste reduziert. In Abschnitt 4.6 wurde die optimale Anzahl der verseilten Litzen ermittelt. Diese beträgt für die Primärseite 4 und für die Sekundärseite 6, da der mittlere Sekundärstrom größer als der mittlere Primärstrom ist. Die Verseilung der Litzen ist erforderlich, da ein einfaches parallelschalten der Litzen zu höheren Proximity-Verlusten führen würde. Die Abbildung 33 stellt den Verseilvorgang dar. Zunächst werden mit dem Akkubohrer jeweils 2 Litzen zu einem Paar verseilt. Anschließend werden unter Verwendung des Schiffchens die Paare ineinander verseilt. Dies ist in Abbildung 34 dargestellt. Das Ergebnis der Verseilung ist in Abbildung 35 dargestellt.

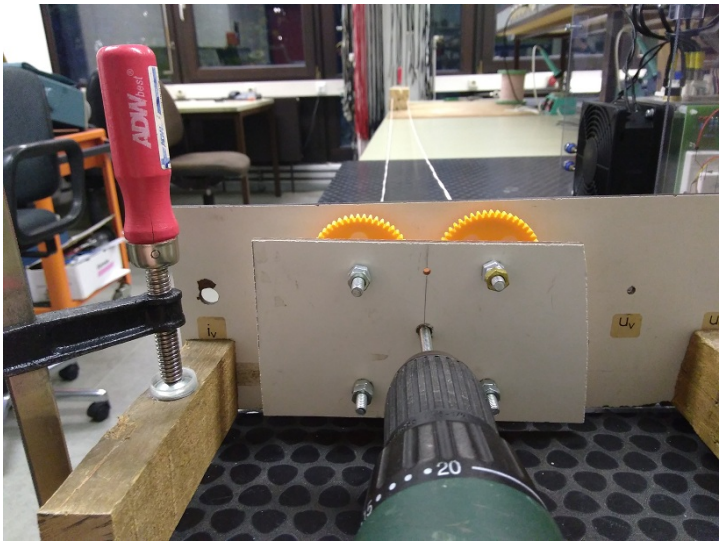


Abbildung 33: Verwendete Maschine zur Verseilung.

Abbildung 34: Verseilung der Paare

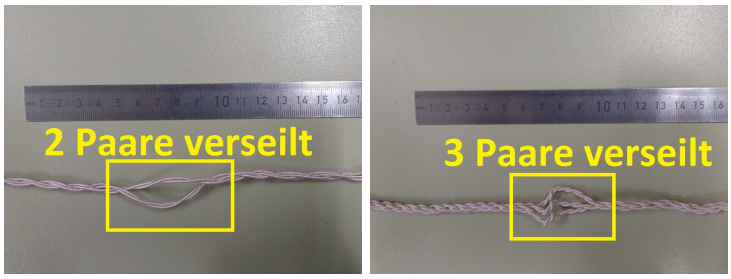


Abbildung 35: Ergebnis für die Primär und Sekundärwicklung.

6 IMPLEMENTIERUNG

6.1 ANSYS MAXWELL

Die FEM-Simulationen des Transformators sind in ANSYS Maxwell implementiert, um sowohl eine Abschätzung der Proximity-Verluste, als auch die Gleichung zur Ermittlung der magnetischen Flussdichte zu verifizieren. Im Folgenden werden die im Rahmen dieser Masterarbeit erstellten FEM-Simulation kurz erläutert.

6.1.1 *Transformator.aedt*

Die Induktivitäten des Transformators sind sowohl von der Lage der Wicklungen, als auch von der Länge der Luftspalte abhängig. Um die gewünschten Induktivitäten einzustellen, werden die Lage der Wicklungen und Luftspalte manuell eingestellt. Dabei kann eine höhere Streuinduktivität L_S erzielt werden, sofern die Primär- und Sekundärwicklung einen größeren Abstand zu einander aufweisen, da dadurch ein Streufluss durch die Mitte der Wickelfensters fließt.
Das Ergebnis ist in Kapitel 3 in der Abbildung 8 dargestellt. Nun kann die magnetische Flussdichte für jeden Arbeitspunkt bestimmt werden, indem der Primär- und Sekundärstrom in diesem Arbeitspunkt vorgegeben wird. Der Verlauf der magnetischen Flussdichte für $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ ist in Abbildung 9 dargestellt.

6.1.2 *TransformatorPrimResonanz.aedt*

Um die Proximity-Verluste in den Primärwicklungen abzuschätzen werden aufbauend auf Transformator.aedt, die einzelnen Rechteckleiter durch jeweils 6 kleinere Rechteckleiter ersetzt, da ursprünglich jeweils 6 Litzen für die Primär- als auch Sekundärseite vorgesehen sind. Zwischen diese Rechteckleiter der Primärseite werden Prüfladern angebracht, die von einem entsprechenden Anteil des Primärstroms durchflossen werden. Das Programm ANSYS Maxwell berechnet die Kupferverluste dieser Prüfadern, sodass dieses Ergebnis zur Abschätzung der Proximtiy-Verluste der Primärseite in allen anderen Arbeitspunkten verwendet werden kann. Die Abbildung 10 in Kapitel 3 ist das Ergebnis dieser FEM-Simulation.

6.1.3 *TransformatorSekResonanz.aedt*

Diese FEM-Simulation ist genauso aufgebaut wie TransformatorPrim-Resonanz.aedt und dient der Berechnung der Proximity-Verluste der Sekundärseite, sodass diese ebenfalls für alle anderen Arbeitspunkte abgeschätzt werden können.

6.2 MATLAB

Die Zeitbereichsanalyse ist MATLAB implementiert und wurde zur Verfügung gestellt und um das Verlustmodell erweitert.

6.2.1 *LLCSteadyState.m*

Diese Funktion berechnet für gegebene Parameter des LLC-Resonanzwandlers sowie den Arbeitspunkt die Schaltfrequenz f_s, sowie den Verlauf Wechselgrößen im stationären Zustand. Einige der resultierenden stationären Zustände sind in der Abbildung 25, Abbildung 26 und Abbildung 27 dargestellt.
Der Quellcode von LLCSteadyState.m und zahlreicher Unterfunktionen wurde unverändert übernommen, jedoch wird LLCSteadyState.m um das entwickelte Verlustmodell erweitert. Ausgehend von den berechneten Strömen $i_{Ls}(t)$ und $i_G(t)$ werden die Verluste aller Bauelemente nach den in Kapitel 3 entwickelten Gleichungen abgeschätzt.
Die Aufteilung der Verluste in Abbildung 24 wird erstellt, indem LLCSteadyState.m in jedem Arbeitspunkt ausgeführt und die Verluste der einzelnen Bauelemente berechnet werden.

6.2.2 *OptimzeLLC.m und Evaluation.m*

Durch die manuelle Eingabe von möglichen Parametern des LLC-Resonanzwandlers in LLCSteadyState.m ist es aufgrund des großen Suchraums nicht möglich die Optimalen zu ermittlen. Aus diesem Grund ruft die Funktion OptimzeLLC.m die Funktion LLCSteadyState.m für tausende unterschiedliche Parameter und Arbeitspunkte auf. OptimzeLLC.m wird genauso wie LLCSteadyState.m um das Verlustmodell erweitert, so dass die Verluste aller Bauelemente automatisiert berechnet werden können.
Die Auflösung von OptimzeLLC.m wurde so hoch gewählt, sodass die Rechenzeit etwas weniger als ein Tag beträgt, da diese Funktion mehrfach aufgerufen werden muss und eine höhere Auflösung nicht als erforderlich angesehen wird, da die als optimal berechnete Auslegung noch manuell unter Anwendung von LLCSteadyState.m analysiert wird.
Zur Visualisierung der Ergebnisse werden die Daten gespeichert und von der Funktion Evaluation.m dargestellt, die um die Anzeige der

Verluste erweitert wird. Einige Ausgaben von Evaluation.m sind in den Abbildung 13, Abbildung 14 und Abbildung 15 dargestellt.

7 MESSUNGEN

7.1 VERMESSENE ARBEITSPUNKTE

Der Demonstrator wurde nun aufgebaut und die Bauteilparameter messtechnisch bestimmt. Die Ausgangsspannung varriert im spezifizierten Bereich von $U_2 = 250\,\mathrm{V} ... 450\,\mathrm{V}$, da dies den Ladezustand der Batterie simuliert. Zwar ist der Ladezustand kontinuierlich, dennoch werden diskrete Arbeitspunkte angefahren und die Ergebnisse auf Zwischenwerte interpoliert. Insgesamt werden 21 Arbeitspunkte vermessen, da die Ausgangsspannung von $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ auf $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ in 10 V-Schritten erhöht wird. Die Messungen des Wirkungsgrades erfolgen in den gleichen Arbeitspunkten, für die bereits die Zeitbereichsanalyse durchgeführt wurde, sodass sowohl die Wirkungsgrade, Stromverläufe und Schaltfrequenzen in den einzelnen Arbeitspunkten mit einander verglichen werden können.
Die Eingangsspannung von $U_1 = 563,38\,\mathrm{V}$ wird von der DC-Spannungsquelle (POWER SUPPLY EA-PSI 9750-60) in allen Arbeitspunkten zur Verfügung gestellt. Der LLC-Resonanzwandler wird für eine Eingangsleistung von $P_1 = 11\,\mathrm{kW}$ ausgelegt, jedoch kann die zur Verfügung stehende elektronische Last (ELEKTRONIC LOAD EA-ERL 9750-66) nur eine Leistung von $P_2 = 10,5\,\mathrm{kW}$ abführen, sodass die Eingangsleistung auf ebenfalls $P_1 = 10,5\,\mathrm{kW}$ limitiert wird. Dadurch beträgt der Eingangsstrom in allen Arbeitspunkten $I_1 = 18,64\,\mathrm{A}$.
Der Ausgangsstrom I_2 ist nicht vorgegeben, da dieser vom Wirkungsgrad und den 3 vorgegebenen Größen abhängig ist.
Die Schaltfrequenz f_s ist stark vom Arbeitspunkt abhängig und die minimale von der Zeitbereichsanalyse berechnete Schaltfrequenz beträgt $f_s = 98\,\mathrm{kHz}$ und die maximale $f_s = 268\,\mathrm{kHz}$. Aufgrund von Bauteiltoleranzen, wird die Schaltfrequenz f_s in jedem Arbeitspunkt manuell angepasst, sodass der benötigte Eingangsstrom von $I_1 = 18,64\,\mathrm{A}$ erzielt wird.

7.2 LEISTUNGSMESSUNG UND WIRKUNGSGRAD

In der Abbildung 36 werden die Spannungen und Ströme des LLC-Konverters dargestellt. Grundsätzlich ist es möglich die Wechselgrößen des LLC-Resonanzwandlers zu messen, um die Verluste in jedem Bauelement des LLC-Resonanzwandlers messtechnisch zu ermittlen. Jedoch lassen sich die Gleichspannungen und -ströme mit einer wesentlich höheren Genauigkeit messen als die Wechselgrößen [1]. Aus diesem Grund werden ausschließlich die Messungen der Ein- und

Ausgangsgrößen zur Verlustbestimmung herangezogen. Die Ein- und Ausgangsleistung wird nach der Formel in 32 berechnet.
Die resultierende Verlustleistung P_V und Wirkungsgrad η des aktuellen Arbeitspunktes wird nach der Gleichung 33 berechnet.
Die Messungen der Wechselgrößen $i_{Ls}(t)$, $i_G(t)$ und $u_s(t)$ mit den Oszilloskope HDO4054 von LeCroy dienen ausschließlich dem qualitativen Vergleich mit der Zeitbereichsanalyse und der Bestimmung des Arbeitspunktes im Resonanzfall und werden nicht zur Bestimmung des Wirkungsgrads herangezogen.

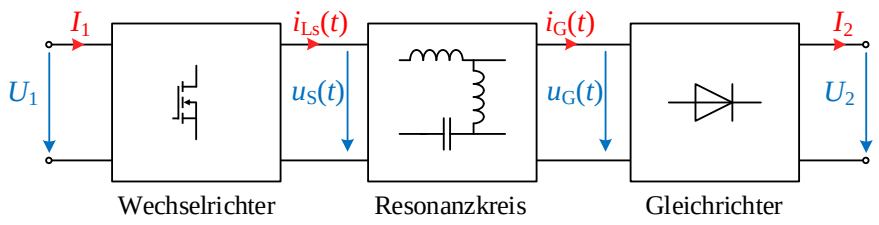


Abbildung 36: Spannungen und Ströme des LLC-Konverters [1]

$$\begin{aligned} P_1 &= U_1 \cdot I_1 \\ P_2 &= U_2 \cdot I_2 \end{aligned} \tag{32}$$

$$\begin{aligned} P_V &= P_2 - P_1 \\ \eta &= \frac{P_2}{P_1} \end{aligned} \tag{33}$$

8 ERGEBNISSE

8.1 WIRKUNGSGRAD DES LLC-KONVERTERS

Die Abbildung 37 stellt die Gesamtverluste des aufgebauten LLC-Resonanzwandlers dar. Sie werden bestimmt indem für jeden Arbeitspunkt die Verlustleistung mit dem LMG 640-4 gemessen wird. Die Messungen aller 21 Arbeitspunkte und dem Arbeitspunkt im Resonanzfall befinden sich im Anhang A in den Tabellen 4 und 5. Unter Anwendung der Spline-Interpolation wird die mittlere Verlustleistung über für das kontinuierliche Laden der Batterie von $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ auf $U_2 = 450\,\mathrm{V}$ berechnet. Die mittlere gemessene Verlustleistung beträgt $\overline{P_{\mathrm{V,Mess}}} = 302,41\,\mathrm{W}$ und der mittlere Wirkungsgrad $\overline{\eta_{\mathrm{Mess}}} = 97,12\,\%$.
Der maximale Wirkungsgrad wird erwartungsgemäß im Resonanzfall erreicht und beträgt $\eta_{\mathrm{Resonanz,Mess}} = 97,49\,\%$. Aufgrund von Bauteiltoleranzen beträgt die Ausgangsspannung für die der Resonanzfall erreicht wird $U_{2,\mathrm{Resonanz}} = 305\,\mathrm{V}$, obwohl in der ZBA $U_{2,\mathrm{Resonanz}} = 315\,\mathrm{V}$ berechnet wurden.
Wie in der ZBA nehmen die Verluste sowohl für zunehmende als auch abnehmende Ausgangsspannungen U_2 zu. Dies ist auf den höheren Effektivwert des Primärstroms und den zunehmenden Oberschwingungsgehalt zurückzuführen.
Die Abbildung 37 verdeutlicht, dass die Abweichung der berechneten Verluste gegenüber den Gemessenen für $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ deutlich geringer ist als für $U_2 = 450\,\mathrm{V}$. Dies ist sowohl auf Bauteiltoleranzen als auch mögliche Ungenauigkeiten der Verlustmodelle der Bauelemente zurückzuführen.
Nur die berechneten Verluste des Kondensators und die Kernverluste des Transformators nehmen mit zunehmender Ausgangsspannung U_2 zu. Zur Berechnung der Kernverluste wurde die Steinmetz-Gleichung herangezogen, die für sinusförmige Verläufe der magnetischen Flussdichte $B(t)$ gilt. Zusätzlich wurde die Temperatur des Ferrits als konstant angenommen.
Eine exaktere Abschätzung der Kernverluste kann vorraussichtlich durch ein Temperaturmodell des Transformators und der Verwendung einer Gleichung, die die Kernverluste auch für Nicht-Sinusförmige Anregungen unter Berücksichtigung der Temperatur berechnet, sodass die Abweichung zwischen den berechneten und gemessenen Gesamtverlusten reduziert wird.

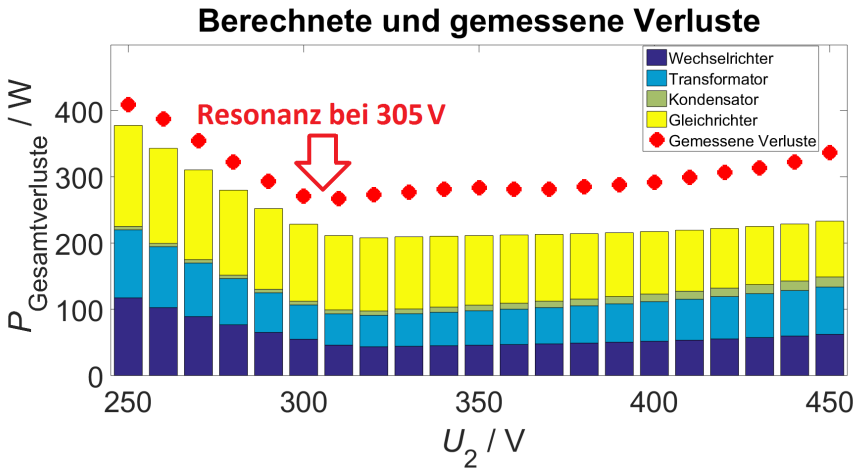


Abbildung 37: Gemessene Gesamtverluste and berechnete Aufteilung der Verluste.

Bei den berechneten Verlusten beträgt die Eingangsleistung $P_1 = 11\,kW$ und bei der Messung $P_1 = 10,5\,kW$. Bei einer Eingangsleistung von $P_1 = 11\,kW$ wären die gemessenen Verluste aufgrund des näherungsweisen gleich bleibenden Wirkungsgrades um ca. 4,76 % höher.

8.2 VERGLEICH VON AUSGEWÄHLTEN ARBEITSPUNKTEN MIT DER ZEITBEREICHSANALYSE

Die Arbeitspunkte bei der minimalen Batteriespannung von $U_2 = 250\,V$, der maximalen Batteriespannung $U_2 = 450\,V$ und dem Resonanzfall bei $U_2 = 305\,V$ sind von besonderem Interesse. Aus diesem Grund werden sie in der Abbildung 38, Abbildung 39 und Abbildung 40 dargestellt.
In allen 3 Arbeitspunkten ist die Resonanzkreispannung $u_s(t)$ näherungsweise rechteckförmig und dies zeigt, dass der Eingangskondensator die notwendige Eingangsspannung von $U_1 = 563,38\,V$ in allen Arbeitspunkten zur Verfügung stellen kann.
Die Ströme $i_{Ls}(t)$ und $i_G(t)$ sind wie auch in der Zeitbereichsanalyse stark vom Arbeitspunkt abhängig, sodass sie im Resonanzfall näherungsweise sinusförmig sind. Für eine Ausgangsspannung von $U_2 = 450\,V$ wird das Nullstromschalten der Dioden erzielt, da zum Schaltzeitpunkt kein sekundärer Transformatorstrom $i_g(t)$ fließt. In diesem Arbeitspunkt ist die Schaltfrequenz minimal und beträgt $f_{s,Mess,450V} = 94,61\,kHz$.
Die maximale Schaltfrequenz wird für die minimale Ausgangsspannung von $U_2 = 250\,V$ erzielt und beträgt $f_{s,Mess,250V} = 276,70\,kHz$. In diesem Arbeitspunkt liegt kein ZCS in den Dioden vor, da die Schaltfrequenz höher als die Resonanzfrequenz f_0 ist.

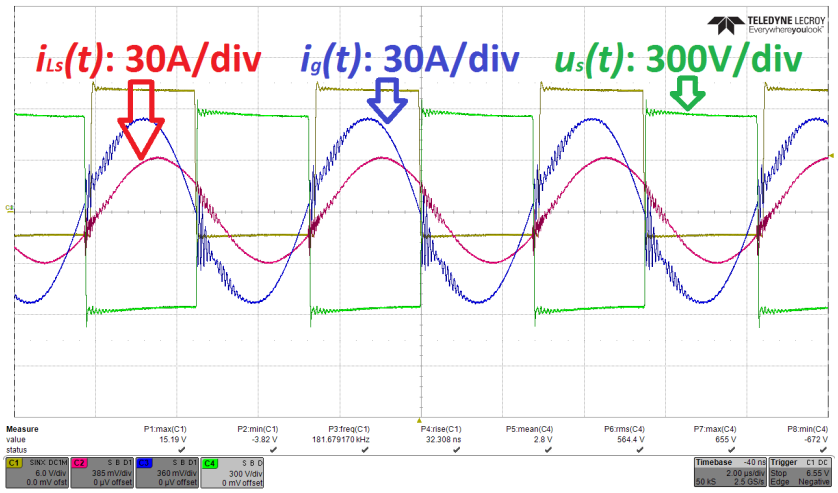


Abbildung 38: Zeitlicher Verlauf der Wechselgrößen für $U_2 = 305\,\mathrm{V}$

Im Resonanzfall sind die Ströme näherungsweise sinusförmig.

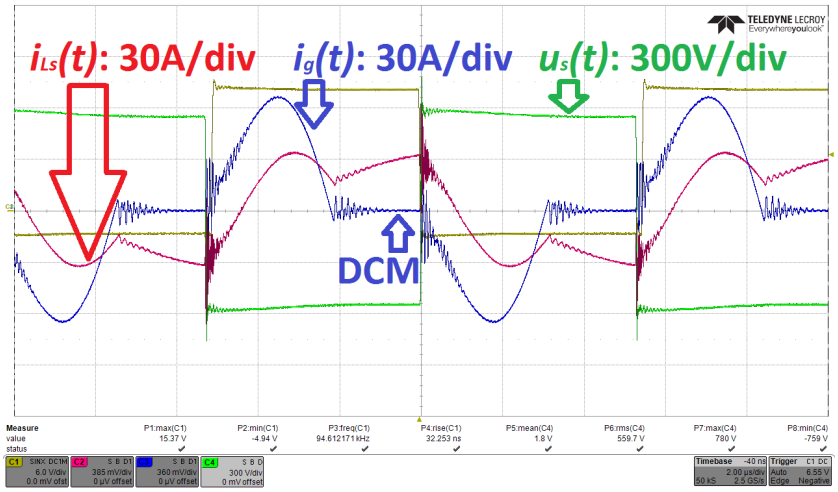


Abbildung 39: Zeitlicher Verlauf der Wechselgrößen für $U_2 = 450\,\mathrm{V}$

Für $U_2 = 450\,V$ wird ZCS erzielt.

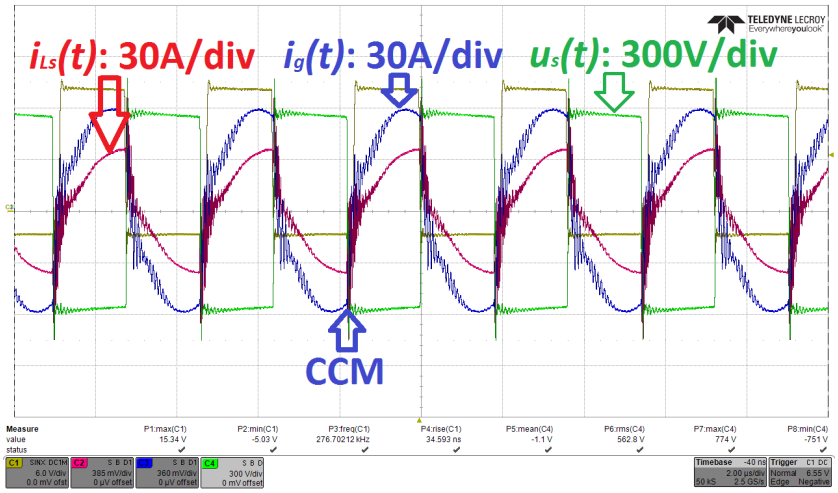


Abbildung 40: Zeitlicher Verlauf der Wechselgrößen für $U_2 = 250\,\mathrm{V}$

Für $U_2 = 250\,V$ wird kein ZCS erzielt.

8.3 VERLUSTE IM CCM-BETRIEB

Die Vorraussetzung für die verwendete Auslegung ist, dass ein Teil der Arbeitspunkte im CCM angefahren wird, da die Gleichrichterdioden keine oder nur geringfügig höhere Verluste aufweisen, sofern das ZCS nicht mehr gegeben ist [11].
Aus diesem Grund wird der Strom, der durch eine einzelne Diode des Gleichrichters fließt im CCM-Betrieb bei $U_2 \approx 300\,\mathrm{V}$ und im DCM-Betrieb bei $U_2 \approx 312,5\,\mathrm{V}$ gemessen und in Abbildung 41 und Abbildung 42 dargestellt. Dabei verursachen die Ausgangskapazitäten der Dioden [5] im Rahmen der Messgenauigkeit keine zusätzlichen Verluste, da in beiden Arbeitspunkten die gemessenen Gesamtverluste fast identisch sind.
Zwar ist die Verlustleistung für $U_2 \approx 300\,\mathrm{V}$ um $7,41\,\mathrm{W}$ höher als im Arbeitspunkt mit dem maximalen gemessenen Wirkungsgrad bei $U_2 \approx 305\,\mathrm{V}$, jedoch wird auch im entwickelten Verlustmodel eine Zunahme der Gesamtverluste erwartet, da die Schaltfrequenz und der Effektivwert sowie der parasitäre Oberschwingungsgehalt des Sekundärstroms zunehmen.
Somit geht aus diesen Messungen hervor, das das ZCS keine notwendige Bedingung für die Auslegung des LLC-Resonanzwandlers ist.

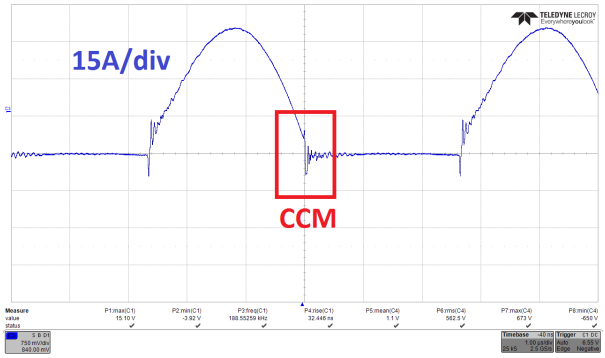


Abbildung 41: Zeitlicher Verlauf des Diodenstroms für $U_2 \approx 300\,\mathrm{V}$

Für $U_2 \approx 300\,V$ wird CCM erzielt. Die Gesamtverluste betragen $P_{V,Mess,300\,V} = 270,60\,W$.

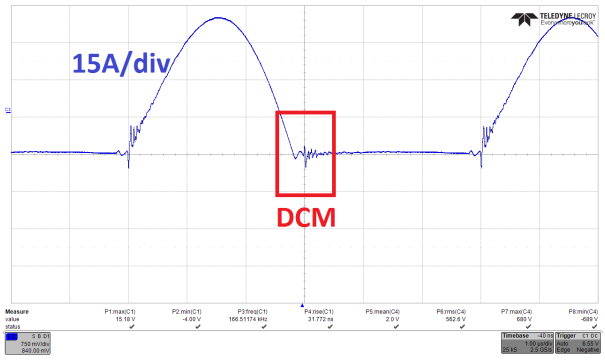


Abbildung 42: Zeitlicher Verlauf des Diodenstroms für $U_2 \approx 312,5\,\mathrm{V}$

Für $U_2 \approx 312,5\,V$ wird DCM erzielt. Die Gesamtverluste betragen $P_{V,Mess,312,5\,V} = 270,12\,W$.

9 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

9.1 ZUSAMMENFASSUNG

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein LLC-Resonanzwandler für einen weiten Ausgangsspannungbereich entwickelt und aufgebaut, der eine Batterie im Klemmspannungsbereich 250-450 V bei einer konstanten Eingangsleistung von 11 kW laden kann.
Hierfür wurde ein Verlustmodell für alle Bauelemente entwickelt, um die 4 optimalen Parameter Z,λ, f_0 und n des LLC-Resonanzwandlers zu ermitteln. Die entwickelten Gleichungen bauen unter anderem auf FEM-Simulationen auf, die auch die vorhandenen parasitären Oberschwingungen berücksichtigen. Unter Anwendung des Verlustmodells auf tausende Zeitbereichsanalysen verschiedener möglicher Auslegungen, wird die Auslegung gewählt, bei der sowohl die mittleren Verluste, als auch die maximalen Verluste gering sind, sodass es in keinem Arbeitspunkt zur thermischen Überlastung einzelner Bauelemente kommt und zugleich der mittlere Wirkungsgrad hoch ist.
Die standardgemäße Vorgehensweise nur DCM-Auslegungen in Betracht zu ziehen, bei denen das ZCS der Dioden des Gleichrichters gegeben ist, wird bewußt nicht angewendet, da in dieser Arbeit untersucht werden soll, ob es zu signifikant höheren Gleichrichterverlusten nach Überschreiten der Resonanzfrequenz f_0 kommt und dies ist in den Messungen nicht der Fall.
Der Transformator wird aufbauend auf einer vorhergegangenen Masterarbeit [5] mit einem verteilten Luftspalt aufgebaut, sodass die Proximity-Verluste reduziert werden. Diese lassen sich jedoch prinzipbedingt nicht vollständig vermeiden, da der erforderliche Streufluss stets durch das Wickelfenster fließen muss [8]. Zur weiteren Reduzierung der Proximity-Verluste wurden die Litzen verseilt, sodass sich der Strom gleichmäßiger auf die einzelnen Adern aufteilt.
Das entwickelte Verlustmodell wurde ebenfalls zur Optimierung des Transformators verwendet, sodass die Anzahl der Wicklungen und Anzahl der verseilten Litzen so gewählt wurde, sodass die mittleren Transformatorverluste minimiert werden.
Der Demonstrator wurde mit den als optimal berechneten Parameter aufgebaut und vermessen. Der maximale Wirkungsgrad wird erwartungsgemäß im Resonanzfall bei einer Ausgangsspannung von $U_2 = 305\,\mathrm{V}$ erzielt und beträgt $\eta_{\mathrm{Resonanz,Mess}} = 97,49\,\%$. Der mittlere Wirkungsgrad für den gesamten Ausgangsspannungsbereich beträgt $\overline{\eta_{\mathrm{Mess}}} = 97,12\,\%$.

9.2 AUSBLICK

Aus den Messungen geht hervor, dass die Genauigkeit des entwickelten Verlustmodells für geringe Ausgangsspannungen von $U_2 = 250\,\mathrm{V}$ hoch ist. Sie nimmt jedoch mit zunehmender Ausgangsspannung ab und die Ursachen sollten untersucht werden, um das Verlustmodell anzupassen und dem Demonstrator mit den neu als optimal angesehenen Parametern aufzubauen.
Eine möglich Ursache ist die Verwendung der Steinmetz-Gleichung zur Berechnung der Kernverluste, die für sinusförmige Anregungen vorgesehen ist. Sofern die tatsächlichen Kernverluste signifikant höher als die Berechneten sind, kann der Transformator mit einem höheren Wicklungsverhältnis wie $N_\mathrm{P} = \frac{15}{8}$ anstatt $N_\mathrm{P} = \frac{13}{7}$ aufgebaut werden. Zugleich ist zu untersuchen, ob durch die Maßnahme die Kupferverluste nicht in einem stärkeren Maß zunehmen als die Kernverluste reduziert werden.
Zur weiteren Reduzierung der Transformatorverluste sollte ein Transformator mit einem runden Mittelschenkel verwendet werden, da aufgrund des optimalen Verhältnises zwischen Querschnittsfläche und Umfang, die Leiterlänge minimiert werden kann. Von den im Handel erhältlichen Kernen weist jedoch nur der E80-Kern die erforderliche Größe des Wickelfensters auf.
Um den LLC-Resonanzwandler in einer Anwendung in Betrieb zu nehmen ist die Entwicklung und Implementierung einer Regelung erforderlich. Zusätzlich ist es mit einer Regelung möglich nicht nur diskrete Arbeitspunkte manuell anzufahren, sondern einen kontinuierlichen Bereich anzufahren, sodass das Verlustmodell ausgehend von diesen Messungen zusätzlich erweitert werden kann.

A

ANHANG

AP	U_2 in V	P_{Wechsel} in W	P_{Trafo} in W	P_C in W	$P_{V,GR}$ in W	η / %	f_s in kHz
1	450	62,17	71,43	15,18	84,25	97,88	98,17
2	440	59,64	68,69	14,38	86,10	97,92	100,00
3	430	57,34	66,17	13,62	88,03	97,95	102,06
4	420	55,28	63,84	12,91	90,04	97,98	104,40
5	410	53,42	61,71	12,22	92,13	98,00	107,07
6	400	51,77	59,74	11,57	94,27	98,02	110,14
7	390	50,30	57,92	10,93	96,25	98,04	113,67
8	380	48,99	56,25	10,31	98,65	98,05	117,78
9	370	47,83	54,72	9,70	100,85	98,06	122,59
10	360	46,80	53,29	9,09	103,02	98,07	128,30
11	350	45,86	51,88	8,48	105,12	98,08	135,16
12	340	45,00	50,43	7,85	107,11	98,09	143,51
13	330	44,20	49,09	7,21	108,92	98,10	153,16
14	320	43,43	47,40	6,55	110,50	98,11	167,10
15	310	45,94	47,14	5,95	112,26	98,08	183,66
16	300	54,80	51,71	5,62	116,38	97,92	199,33
17	290	65,12	59,72	5,40	121,85	97,71	214,24
18	280	76,56	69,76	5,26	128,24	97,46	228,66
19	270	89,03	80,74	5,20	135,46	97,18	242,53
20	260	102,57	91,83	5,19	143,52	96,88	255,69
21	250	117,25	102,59	5,25	152,53	96,57	267,94

Tabelle 3: Berechnete Verluste der einzelnen Bauelemente und Schaltfrequenzen nach Anwendung der ZBA und des entwickelten Verlustmodels.

Die Eingangsspannung beträgt stets $U_1 = 563,38\,V$, der Eingangsstrom $I_1 = 19,52\,A$ und die Eingangsleistung $P_1 = 11\,kW$. Der mittlere berechnete Wirkungsgrad beträgt $\overline{\eta} = 97,85\%$.

AP	U_1 in V	I_1 in A	U_2 in V	I_2 in A	f_s in kHz
1	563,48	18,64	449,81	22,60	94,61
2	563,48	18,63	439,92	23,13	96,32
3	563,49	18,63	430,14	23,68	98,26
4	563,49	18,64	420,14	24,27	100,40
5	563,49	18,63	410,12	24,86	102,77
6	563,41	18,64	400,00	25,53	105,60
7	563,41	18,64	390,30	26,17	108,72
8	563,41	18,64	380,19	26,87	112,48
9	563,41	18,64	370,20	27,60	116,82
10	563,42	18,64	360,21	28,37	121,95
11	563,34	18,64	349,76	29,21	128,05
12	563,36	18,64	339,99	30,06	134,83
13	563,38	18,64	330,15	30,97	143,90
14	563,39	18,64	320,27	31,93	155,62
15	563,39	18,63	309,95	33,01	171,28
16	563,42	18,64	304,76	33,59	181,68
17	563,41	18,64	300,11	34,08	192,04
18	563,44	18,64	290,03	35,20	212,11
19	563,44	18,63	279,98	36,35	229,57
20	563,44	18,64	269,93	37,59	247,85
21	563,44	18,64	260,87	38,77	262,92
22	563,01	18,65	250,23	40,32	276,70

Tabelle 4: Messwerte mit dem aufgebauten Demonstrator.

Im Arbeitspunkt $U_2 = 304,76\,V$ wird der Resonanzfall erreicht und der Wirkungsgrad ist mit $\eta_{Resonanz,Mess} = 97,49\,\%$ maximal. Dennoch wird dieser Arbeitspunkt nicht zur Ermittlung des mittleren Wirkungsgrades heranzogen, sodass die dafür verwendeten anderen 21 Arbeitspunkte äquidistante Abstände von 10 V zu einander aufweisen.

AP	P_1 in W	P_2 in W	P_V in W	η_{Mess} / %
1	10502,6	10166,2	336,41	96,80
2	10498,7	10177,2	322,27	96,93
3	10500,5	10187,0	313,52	97,01
4	10501,7	10195,3	306,33	97,08
5	10500,8	10201,9	298,98	97,15
6	10502,4	10210,6	291,85	97,22
7	10501,3	10213,1	288,18	97,26
8	10500,5	10215,2	285,27	97,28
9	10499,3	10218,0	281,23	97,32
10	10501,3	10220,3	280,94	97,32
11	10499,8	10215,5	283,29	97,30
12	10500,3	10219,2	281,09	97,32
13	10501,7	10224,7	276,95	97,36
14	10498,9	10226,1	272,77	97,40
15	10499,1	10232,3	266,77	97,46
16	10500,3	10237,1	263,19	97,49
17	10499,8	10229,2	270,60	97,42
18	10501,0	10207,6	293,39	97,21
19	10500,1	10178,0	322,12	96,93
20	10501,1	10146,9	354,19	96,63
21	10502,2	10114,7	387,50	96,31
22	10499,1	10090,2	408,94	96,11

Der mittlere erzielte Wirkungsgrad beträgt $\overline{\eta_{Mess}} = 97,12\,\%$.

Tabelle 5: Resultierende Leistungen und Wirkungsgrade mit dem aufgebauten Demonstrator.

B

DOKUMENTATION AUF CD

Inhalt der CD:

- \Darstellungen
- \Masterarbeit
- \Material
- \Matlab_Programme
- \Messdaten

[1] Patrick Hosemann. *Aufbau eines LLC-Resonanzwandlers auf Basis von GAN-Bauelementen*. Masterarbeit, Paderborn, Deutschland, 2017.

[2] Pack Feindrähte. Wicklungsverluste in spulen und trafos aus hf-litze, 2010. URL http://www.emf.eei.uni-erlangen.de/forschung/pdf/Wicklungsverluste%20in%20Spulen%20und%20Trafos%20aus%20HF-Litze.pdf.

[3] Prof. Dr.-Ing. M. Albach. Optimale wicklung = optimaler wirkungsgrad, 2010. URL http://www.emf.eei.uni-erlangen.de/forschung/pdf/Optimale%20Wicklung%20-%20Optimaler%20Wirkungsgrad.pdf.

[4] Prof. Dr.-Ing. M. Albach. Litzen im vergleich, 2011. URL www.emf.eei.uni-erlangen.de/forschung/pdf/Litzen%20im%20Vergleich.pdf.

[5] Benjamin Strothmann. *Aufbau eines LLC-Resonanzwandlers zur Verifikation eines Verlust- und Volumenmodells*. Masterarbeit, Paderborn, Deutschland, 2016.

[6] TDK. Double sided metallized polypropylene film capacitor mmkp, 2015. URL https://de.tdk.eu/inf/20/20/ds/MMKP_B32641B_B32643B.pdf.

[7] TDK. Ferrites and accessories, 2017. URL https://de.tdk.eu/inf/80/db/fer/e_80_38_20.pdf.

[8] Roland Unruh. *Aufbau eines LLC-Resonanzwandlers unter Verwendung eines Transformators mit Streupfad*. WHB-Bericht, Paderborn, Deutschland, 2017.

[9] Wakefield. Silicone based thermally conductive gap filler, 2017. URL http://www.wakefield-vette.com/Portals/0/thermal%20gap%20pads/Wakefield-Vette%20Data%20Sheet%20ulTIMiFlux%20Final.pdf.

[10] Wolfspeed. C3m0065090j silicon carbide power mosfet, 2016. URL http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/145/product/1/c3m0065090j.pdf.

[11] Wolfspeed. C5d50065d silicon carbide schottky diode, 2017. URL http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/111/product/80/c5d50065d.pdf.